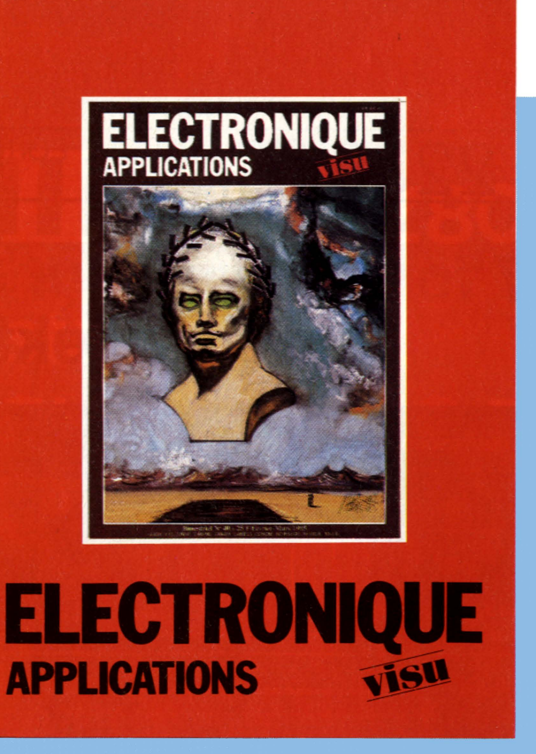
ISSN 0243 489 X

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

visu



Bimestriel N° 40 - 25 F Février-Mars 1985
SUISSE : 8 FS - TUNISIE : 2 645 MIL - CANADA : CAN $ 3,5 - ESPAGNE : 500 PESETAS - BELGIQUE : 185 F.B.



ELECTRONIQUE APPLICATIONS
est une publication bimestrielle
de la Société Parisienne d'Edition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 200.33.05 - Télex : PGV 230472 F

Copyright 1985 – Société Parisienne d'Edition
Dépôt légal : Janvier 1985 N° éditeur : 1263

Président-Directeur Général,
Directeur de la Publication : **Jean-Pierre Ventillard**

Rédacteur en chef : **Jean-Claude Roussez**

Coordinateur technique : **Jean-Marc Le Roux**

Maquette : **Michel Raby**

Couverture : **Gilbert L'Héritier**

Ce numéro a été tiré à **51 000 exemplaires**

Abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
1 an (6 numéros) : **110 F** (France) - **160 F** (Etranger).

Publicité :
Société Auxiliaire de Publicité - Tél. : 200.33.05
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cédex 19.

Responsable international de la publicité :
Michel Sabbagh

Chef de publicité : **Francine Fohrer**

Distribué par SAEM Transports Presse Imprimeries Edicis-Evry ; S.N.I.L.-Aulnay
Ce numéro comporte un encart libre, non folioté, de la société des Editions Weka.

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

SOMMAIRE

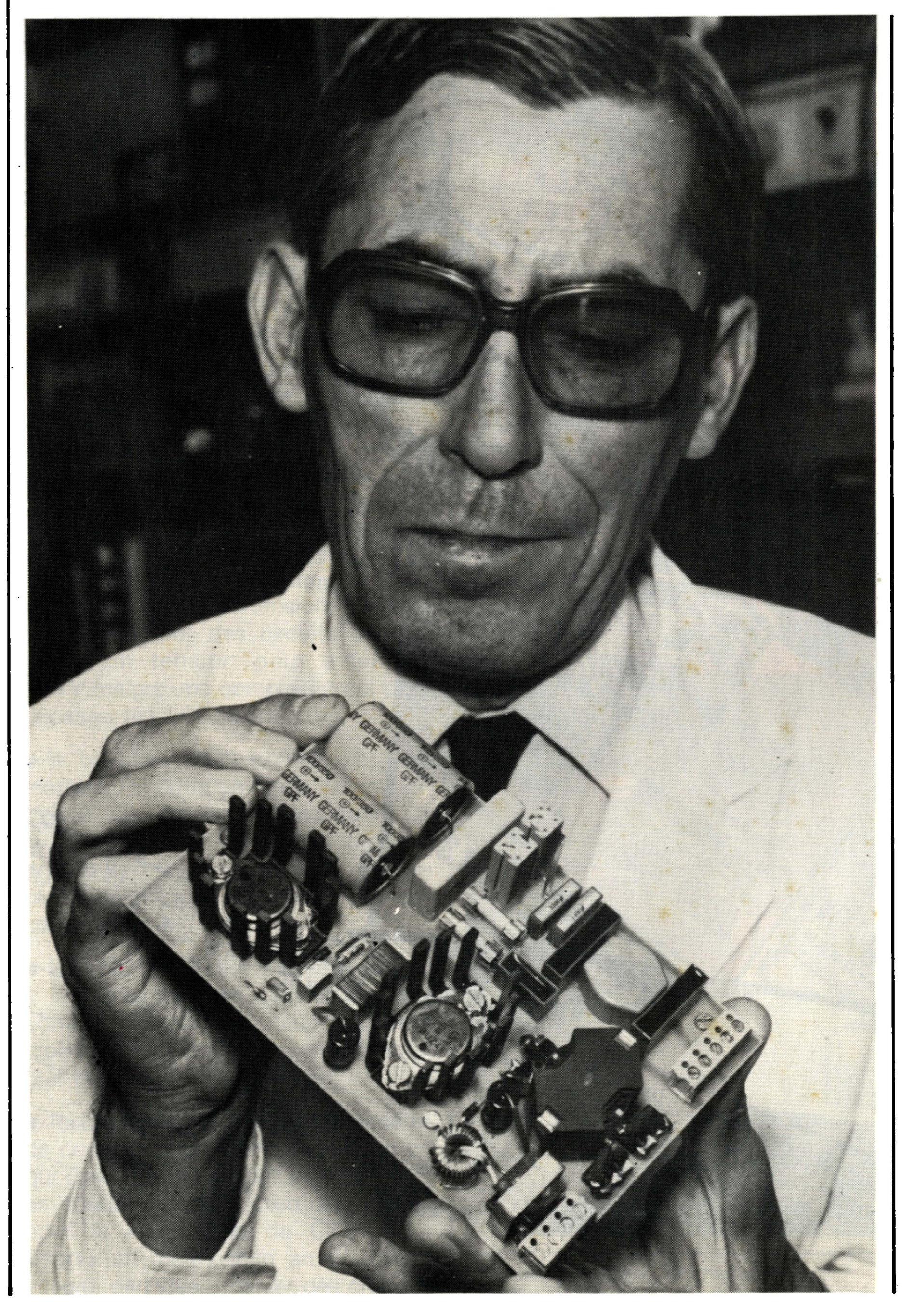
BIMESTRIEL / FÉVRIER-MARS 85

visu



Le directeur de la publication : J.-P. Ventillard – Imprimeries Edicis, Evry ; S.N.I.L., Aulnay – Commission Paritaire N° 59-178

Alimentations à découpage : une cure de Sipmos pour perdre du poids

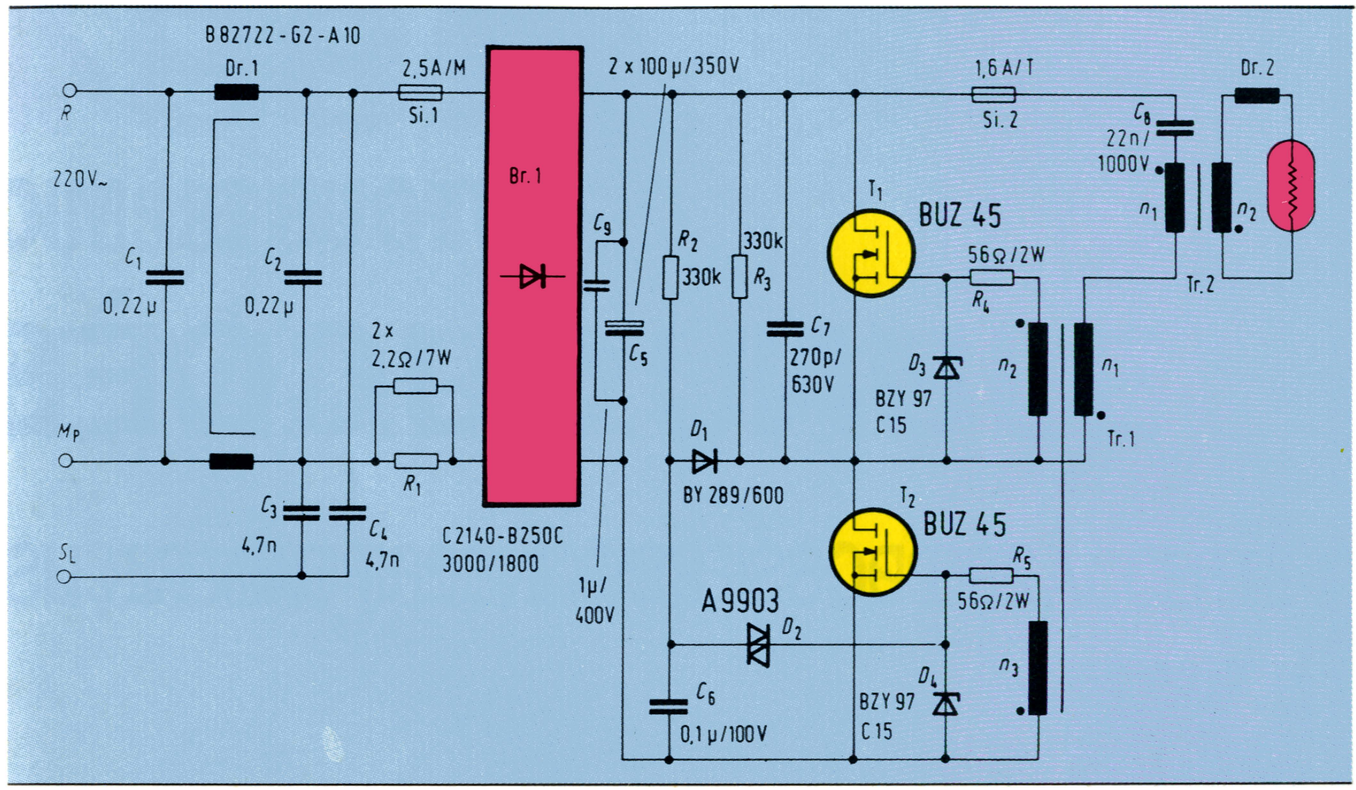


Siemens propose désormais des alimentations à découpage équipées de transistors Sipmos qui permettent, avec une fréquence de découpage de 120 kHz, de fournir une basse tension et une puissance élevée pour un poids très faible.

Destinées particulièrement à l'alimentation des lampes basse tension du type « halogène » (à très forte luminosité), les platines réalisées par Siemens permettent un gain de poids très important ; par exemple, une alimentation fournissant 24 V / 250 W pèse 330 g, ce qui représente un gain de 90 % par rapport au poids d'une alimentation classique à transformateur 50 Hz.

Les alimentations à découpage dotées de Sipmos, prévues pour 24 V / 250 W, 24 V / 150 W ou 12 V / 50 W, comportent des montages en demi-pont auto-oscillants dont la fréquence de travail nominale peut atteindre 120 kHz. A cette fréquence, les éléments bobinés, si lourds à 50 Hz, deviennent beaucoup plus légers ; le coût et l'encombrement de l'antiparasitage sont également réduits. Le courant d'allumage d'une lampe à halogène n'est que quatre fois plus élevé que son courant nominal, alors qu'un transformateur de 50 Hz peut provoquer lors de la mise en route d'une lampe à halogène des pointes de courant égales à 15 fois le courant nominal. Ces pointes de courant endommagent les sources de lumière et provoquent un champ magnétique qui peut déformer le filament spiralé de la lampe.

Les trois alimentations à découpage sont pourvues de deux transistors Sipmos chacune : BUZ 45 pour



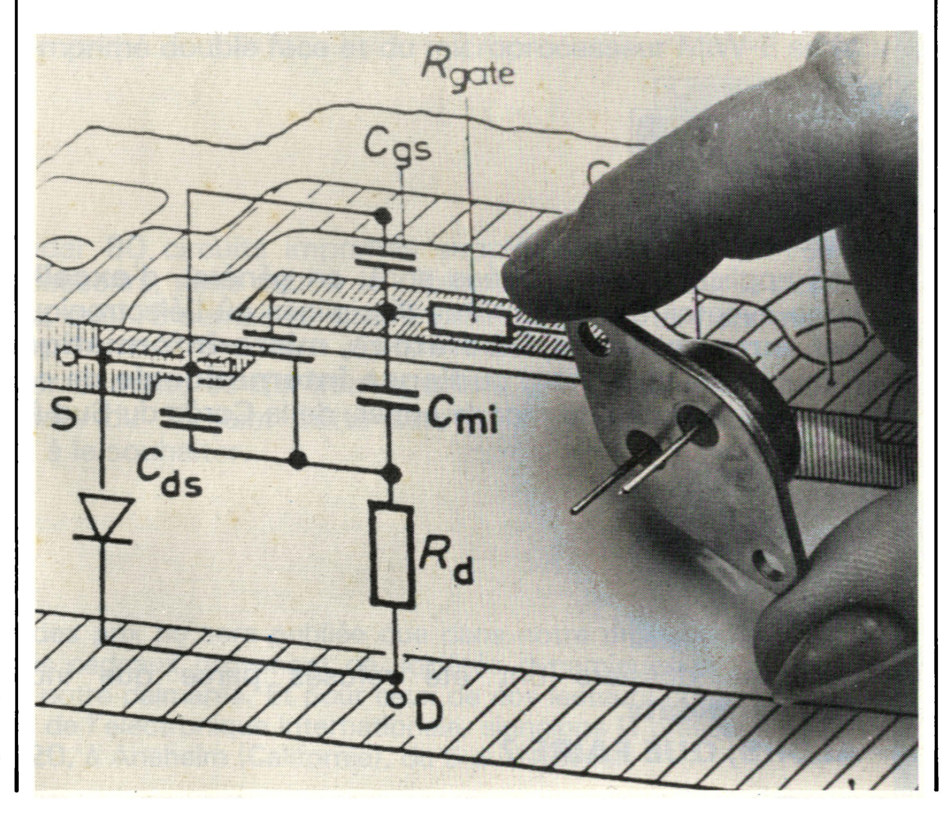
Principe d'une alimentation 24 V/250 W.

250 W, BUZ 41 A pour 150 W et BUZ 42 pour 50 W. Les noyaux des transformateurs correspondant à ces puissances sont du type RM 12, RM 10 et EF 20. Le transformateur de commande de chaque alimentation à découpage possède des noyaux du type R 12,5.

Les trois platines échantillons ont été pesées dans les laboratoires d'applications de la division Composants de Siemens : si le modèle de 250 W pèse, comme nous l'avons dit, 330 g, les alimentations de 150 et 50 W n'ont plus respectivement qu'un poids de 250 et 100 g, ce qui représente un gain pouvant aller jusqu'à 94 % par rapport au poids d'un montage classique à transformateur 50 Hz.

Tous les modes de fonctionnement ont été étudiés dans les moindres détails. A vide, la tension au niveau de la douille est de 1 à 2 V. Lors de l'utilisation d'une lampe, l'oscillation à fréquence élevée apparaît immédiatement. Le courant de drain lors de la mise en route des transistors n'est plus que quatre fois plus élevé que le courant nominal. Un fusible supplémentaire contre les courts-circuits réagit au bout de 50 ms.

Ce concept d'alimentation à découpage fonctionnant à 120 kHz représente un progrès évident par rapport aux autres types d'alimentations existants dans beaucoup d'applications, comme par exemple l'éclairage de vitrines où le gain de volume et de poids est un paramètre important.



REPERTOIRE 1984

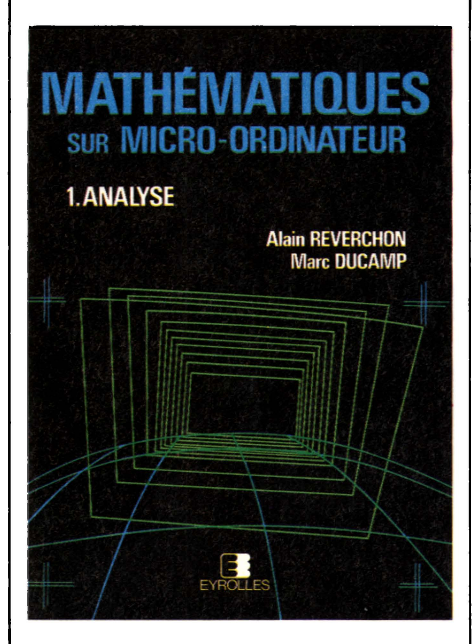
REPERTOIRE 1984

BIBLIOGRAPHIE

Mathématiques sur micro-ordinateur

par A. Reverchon et M. Ducamp

S'adressant à tous ceux qui désirent utiliser leur micro-ordinateur dans un but scientifique, cet ouvrage permet aussi bien l'initiation aux méthodes numériques que la réalisation de programmes spécialisés utilisant les programmes présentés comme des outils.



La théorie reste qualitative autant que possible, de manière à privilégier la compréhension intuitive, les exemples commentés jouant un rôle essentiel. Chaque chapitre traite d'un sujet particulier, et tous les programmes qu'il comporte peuvent être utilisés simultanément. De plus, tous les chapitres sont indépendants et peuvent être abordés dans un ordre quelconque. Deux programmes graphiques permettent en outre de bénéficier de l'affichage haute résolution de l'ordinateur pour représenter des courbes ou des surfaces.

Les programmes sont écrits en Basic standard, ce qui permet l'introduction sans modifications sur la majorité des ordinateurs.

Eyrolles
61, boulevard Saint-Germain
75240 Paris Cedex 05

Votre ordinateur et la télématique

par P. Gueulle

L'informatique individuelle est souvent synonyme d'informatique « solitaire ». La télématique, qui permet la transmission de données entre ordinateurs, brise cet isolement et ouvre des perspectives passionnantes. Différents moyens, comme le téléphone ou la radio (FM ou CB), sont à la portée de l'amateur.

Réaliser les équipements de transmission qui sont décrits dans cet ouvrage, c'est mettre son « micro » en communication avec d'autres ordinateurs.



Les principaux chapitres sont les suivants :

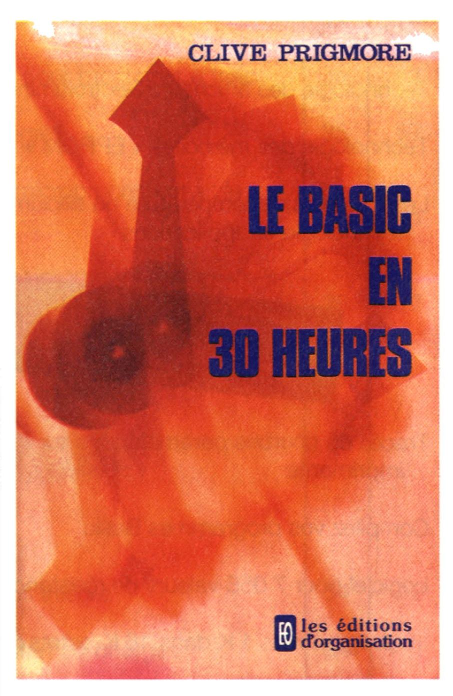
- Qu'est-ce que la télématique ?
- Les moyens télématiques de l'amateur.
- Raccordez votre ordinateur à votre téléphone.
- Créez vos propres « services télématiques ».
- Applications pratiques.
- Perfectionnez votre téléphone.

ETSF
2 à 12, rue de Bellevue
75940 Paris Cedex 19

Le Basic en 30 heures

par C. Prigmore

Voici un livre pour apprendre à utiliser le micro-ordinateur en toute confiance, grâce à l'acquisition du langage Basic et des techniques de programmation : *Basic en 30 heures* est un cours simple d'auto-formation qui peut être utilisé sur n'importe quel type de micro-ordinateur, à l'exception du ZX 81. Il donne en outre des précisions supplémentaires aux possesseurs de l'ordinateur BBC.



L'ouvrage comporte neuf unités pédagogiques, avec des problèmes et leurs solutions, des questions de contrôle, et des exercices d'approfondissement.

Grâce à ce livre, le lecteur apprend à stocker, ordonner et trier des fichiers, des enregistrements et des répertoires ; comment imprimer des lettres et des adresses ; comment inventer ses propres jeux, manipuler des nombres, etc.

Son approche et sa progression pédagogique particulièrement remarquables feront apprécier le livre par les milieux de la formation.

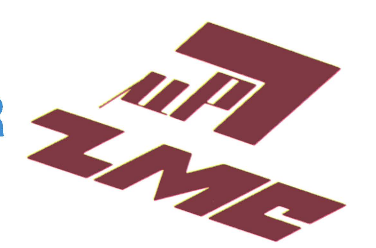
Les Editions d'Organisation
5, rue Rousselet
75007 Paris

MICROPROCESSEURS

COMPRENDRE
leur fonctionnement

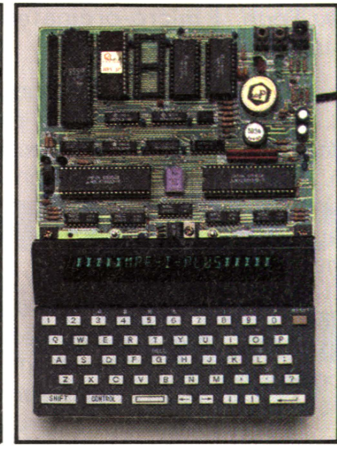
CONCEVOIR - RÉALISER
vos applications

Z 80
R 65Ø2
68Ø9





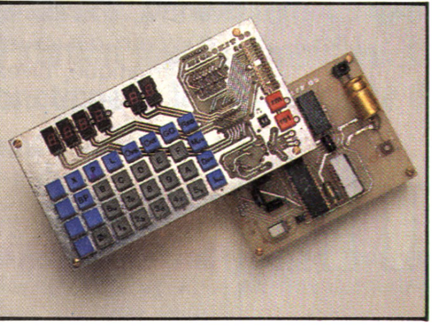
MPF-1 B
● MICROPROCESSEUR Z-80®, haute performance, répertoire de base de 158 instructions.
● 4 Ko ROM (moniteur + mini interpréteur BASIC). 2 Ko RAM.
● Clavier 36 touches dont 19 commandes. Accès aux registres. Programmable en langage machine.
● 6 afficheurs L.E.D. Interface K7.
● Options : 4 Ko EPROM ou 2 Ko RAM, CTC et PIO.
Le MICROPROFESSOR MPF-1 B est parfaitement adapté à l'initiation de la micro-informatique.
Matériel livré complet, avec alimentation, prêt à l'emploi, manuels d'utilisation (en français), applications et listing.
Prix TTC, port inclus - 1 645 F



MPF-1 PLUS
● MICROPROCESSEUR Z-80®, 8 Ko ROM, 4 Ko RAM (extensible).
● Clavier QWERTY, 49 touches mécaniques avec « Bip ».
● Affichage alphanumérique 20 caractères (buffer d'entrée de 40 caractères). Interface K7, connecteur de sortie.
● ÉDITEUR, ASSEMBLEUR, DEBUGGER résidents (pointeurs, messages d'erreurs, table des symboles, etc.).
● Options : 8 Ko ROM-BASIC, 8 Ko ROM FORTH.
● Extensions : 4 Ko ou 8 Ko EPROM, 8 Ko RAM (6264).
Le MICROPROFESSOR MPF-1 PLUS est à la fois un matériel pédagogique et un système de développement souple et performant.
Matériel livré complet, avec alimentation, notice d'utilisation et d'application en français, listing source du moniteur.
Prix TTC, port inclus - 2 195 F

MODULES COMPLÉMENTAIRES POUR MPF-1B ET MPF-1 PLUS
● PRT-MPF B ou PLUS, imprimante thermique
● SSB-MPF B ou PLUS, synthétiseur de paroles.
● SGB-MPF B ou PLUS, synthétiseur de musique.
● EPB-MPF-1B/PLUS, programmateur d'EPROMS.
● TVB-MPF-1 PLUS, interface vidéo pour moniteur TV.
● I.O.M. - MPF-1 PLUS, carte entrée/sortie et mémoire (6 Ko).





MICROKIT Ø9
● MICROPROCESSEUR 6809, haut de gamme, organisation interne orientée 16 bits. Compatible avec 6800, programme source 2 Ko EPROM (moniteur). 2 Ko RAM. Clavier 34 touches. Affichage 6 digits. Interface K7. Description et applications dans LED.
Le MICROKIT Ø9 est un matériel d'initiation au 6809, livré en piéces détachées.

MPF-1/65
● MICROPROCESSEUR 6502, haute performance, bus d'adresses 16 bits, 56 instructions, 13 modes d'adressage. 16 Ko ROM. 64 Ko RAM Dynamiques. Clavier 49 touches avec 153 codes ASCII distincts. Affichage sur moniteur ou TV : 24 lignes de 40 caractères.
● ÉDITEUR, ASSEMBLEUR, DEBUGGER résidents.
● Interface K7 à 1 000 bps. Connecteurs pour imprimante et extension. Matériel livré complet avec alimentation (+ 5V, – 5V et 12V). Notice d'utilisation et listing source. *Prix TTC, port inclus - 2 995 F.*

MICROPROFESSOR EST UNE MARQUE DÉPOSÉE MULTITECH

TECHNIQUES VISUELLES 246.02.14

LES MICROPROFESSORS SONT GARANTIS 1 AN PIÈCES ET MAIN-D'ŒUVRE

SI VOUS VOULEZ EN SAVOIR PLUS : TÉL. : 16 (4) 458.69.00

SUD de la FRANCE - C.R.E.E. 138, AV. THIERS - 69006 LYON - TÉL. : (7) 894.66.36

BON DE COMMANDE À RETOURNER À Z.M.C. B.P. 9 - 60580 COYE-LA-FORET

☐ MPF-I B - 1 645 F TTC
☐ MPF-I PLUS - 2 195 F TTC
☐ MPF-I/65- 2 995 F TTC
☐ PRT B ou PLUS 1 195 F TTC
☐ EPB B/PLUS - 1 895 F TTC
☐ SSB B ou PLUS - 1 695 F TTC
☐ SGB B ou PLUS - 1 195 F TTC
☐ IOM SANS RAM - 1 495 F TTC

☐ IOM AVEC RAM - 1 795 F TTC
☐ TVB PLUS - 1 795 F TTC
☐ OPTION BASIC PLUS - 400 F TTC
☐ OPTION FORTH PLUS - 400 F TTC

DOCUMENTATION DÉTAILLÉE
☐ MPF-I B ☐ MPF-I/65 ☐ MPF-I PLUS
☐ MICROKIT - LISTE ET TARIF

NOM : ____________
ADRESSE : ____________

Ci-joint mon règlement (chèque bancaire ou C.C.P.).
Signature et date :

EA

SERVICE-LECTEURS N° 25

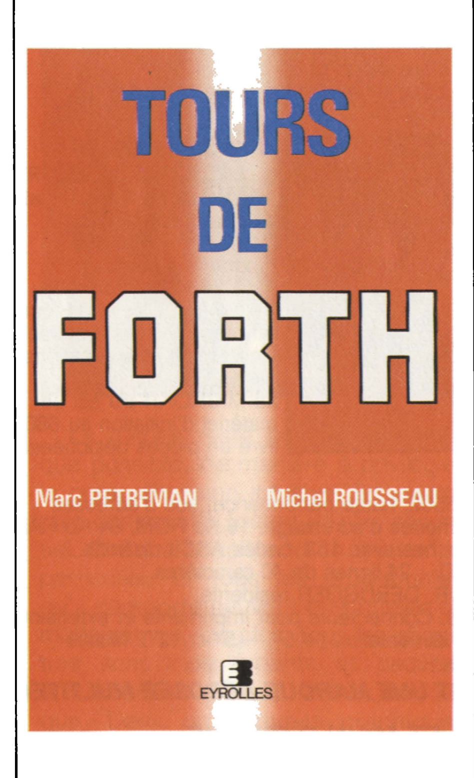
BIBLIOGRAPHIE

Tours de Forth

par M. Petreman

Sous un intitulé humoristique, voici un ouvrage qui, face aux nombreux livres d'initiation consacrés au Forth, se propose une démarche totalement différente.

Plutôt que d'enseigner le « B.A. BA » du langage, il préfère considérer que le lecteur en sait un minimum. Au travers de très nombreux exemples, les auteurs enseignent non seulement comment lire un programme, mais aussi comment le concevoir, c'est-à-dire comment, partant d'une idée, établir un « cahier des charges », puis un algorithme, et enfin l'ordinogramme de ce qui, bientôt, sera un programme.



De plus, on trouvera en appendice une mise à jour qui tient compte du nouveau standard 83. Un livre dont les exemples, tous portables d'une machine à l'autre, ont été développés sur Oric, Spectrum, TO 7, New-Brain, Apple, Hector HRX et... IBM PC !

Eyrolles
61, boulevard Saint-Germain
75240 Paris Cedex 05

Le Basic par l'exemple

par J.-F. Schmid

Ce livre s'adresse à tous ceux qui désirent apprendre l'« espéranto » des micro-ordinateurs, c'est-à-dire le Basic.

Il est composé d'une suite de programmes, des plus simples aux plus compliqués, destinés à faciliter au lecteur l'utilisation d'un micro-ordinateur : chaque programme a un objectif pédagogique précis.

De même qu'une langue peut selon les régions posséder plusieurs dialectes, il existe des variantes entre certains ordinateurs. Conçu à partir d'un micro-ordinateur Goupil, il en a évidemment emprunté certaines particularités. Chaque fois que des différences existent avec d'autres matériels, elles ont été clairement signalées.

Cet ouvrage, rédigé à partir d'un cours donné dans le cadre d'un GRETA, sera particulièrement utile à tous ceux qui suivent une formation à l'informatique, niveau débutant, dans le cadre de l'Education Nationale.

Les Editions d'Organisation
5, rue Rousselet
75007 Paris

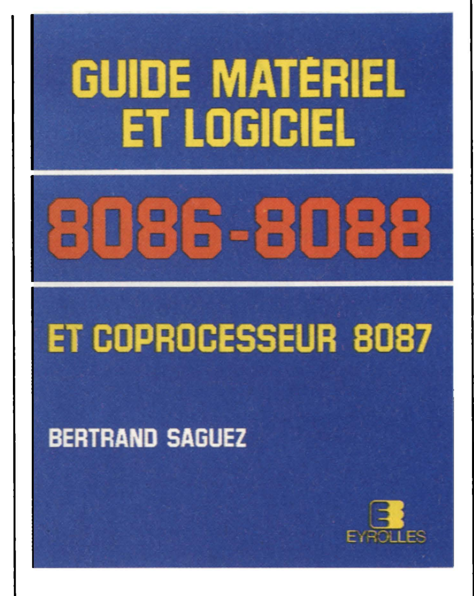
Guide matériel et logiciel 8086-8088 et coprocesseur 8087

par B. Saguez

Cet ouvrage n'est pas une simple présentation des microprocesseurs 8086-8088 et du coprocesseur 8087, mais une étude claire et complète.

Dans la première partie, l'auteur traite des aspects logiciels. Il étudie le rôle des différents registres, les modes d'adressages, ainsi que le jeu d'instructions en dégageant pour chacune d'elles sa fonction et sa particularité.

Dans la partie matérielle, l'auteur décrit le rôle de chaque broche en précisant les fonctions spécifiques à



chaque microprocesseur et les fonctions communes.

Pour rendre plus claire la présentation, l'auteur fait appel à des exemples et à de nombreux schémas de connexion des différents circuits.

Eyrolles
61, boulevard Saint-Germain
75240 Paris Cedex 05

Bus IEEE appareils programmables et micro-ordinateurs

par R. Grégoire

L'auteur développe ici, de façon claire et pratique, les concepts et les principes de la communication entre le micro-ordinateur et les appareils programmables interfacés IEEE-488 : multimètre, générateur, scrutateur...

Il met l'accent, à l'aide de nombreux exemples, sur les notions essentielles qui concourent à la mise au point des logiciels d'applications : format des messages, terminateur, syntaxe des commandes.

ETSF
2 à 12, rue de Bellevue
75940 Paris Cedex 19



Un micro-ordinateur, huit voies de mesure

L'informatique est largement mise à contribution, dans l'industrie, pour centraliser et analyser des mesures portant sur toutes sortes de paramètres physiques.

Parallèlement à cela, les petits ordinateurs peuvent souvent être équipés de cartes d'interface qui, à l'aide des capteurs les plus divers, permettent de surveiller ou même réguler une chaufferie, un aquarium, ou une station météo simplifiée. Le très populaire Oric 1 peut désormais s'acquitter de telles fonctions grâce à une carte d'entrée analogique fort justement baptisée Orea.

Qu'est-ce que la carte Orea ?

La carte *Orea* s'inscrit dans une famille de périphériques de conception française, destinés aux ordinateurs personnels les plus répandus (*Sinclair, Epson*, et maintenant *Oric*), et commercialisés sous la marque *Sidena* (mais on peut déjà lui trouver quelques concurrentes !).

Ce petit circuit imprimé carré se connecte à la grande prise d'extension de l'*Oric* au moyen d'un câble plat serti. La fiabilité du raccordement est ainsi excellente, ce qui ne risquera pas de dégrader la robustesse générale du système *Oric*.

Une carte d'entrée-sortie « tout ou rien « *(Ores)* peut être installée selon les mêmes modalités, mais nous nous intéresserons surtout ici à l'acquisition de grandeurs analogiques. La carte *Orea* possède en effet huit entrées acceptant toute tension continue évoluant entre 0 et + 5 V.

Moyennant une programmation très simple, l'ordinateur pourra réclamer la conversion analogique-digitale du signal présent sur n'importe quelle entrée.

Le résultat de la conversion est disponible sous forme d'un octet placé à l'adresse mémoire décimale 801 (pour la carte *Sidena*). Il s'agit donc d'une mesure « 256 points », permettant une précision meilleure que 0,5 %, ce qui va nettement au-delà des besoins courants de l'amateur.

Un bornier annexe fournit une tension « de référence » de + 5 V, destinée à alimenter des capteurs du type « à résistance variable ».

Ce type de capteur est à recommander tout spécialement pour les raisons suivantes :

– bonne disponibilité à faible coût ;

– aucun risque de surcharge de la carte, comme avec un capteur autonome ;

– grande simplicité d'utilisation (il suffit d'ajouter une résistance fixe pour réaliser un montage potentiométrique) ;

– absence de dérive de la « pleine échelle » puisque l'alimentation est la même que celle du convertisseur.

Pour les essais, on peut naturellement simuler n'importe quel capteur au moyen d'un simple potentiomètre.

Les huit entrées sont numérotées de 0 à 7, et sont présentes dans cet ordre sur le grand bornier (entrée 0 du côté du petit bornier).

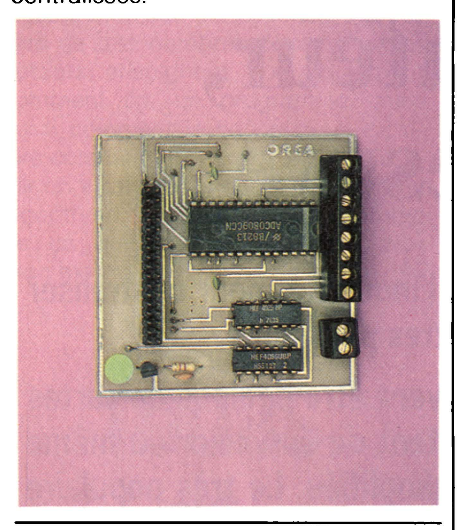
Pour demander une conversion on



« POKEra » le numéro de l'entrée à interroger, à l'adresse mémoire 801, celle-là même où sera disponible aussitôt le résultat de la conversion.

D'innombrables possibilités existent bien sûr en ce qui concerne le traitement sur machine des résultats des mesures : affichage à l'écran, impression sur papier, interprétation graphique, mémorisation, calcul des moyennes, linéarisation de la réponse des capteurs, etc.

En ce qui nous concerne, nous allons mettre à contribution les possibilités de l'*Oric* en matière de haute résolution pour présenter un état constamment remis à jour de l'évolution des huit grandeurs pouvant être centralisées.



Aspect de la carte Orea.

Une visualisation en « histogramme »

L'industrie s'intéresse de plus en plus aux représentations linéaires (genre « bar-graph »), en raison de la grande clarté pouvant être obtenue de cette façon.

Un écran d'ordinateur, surtout à haute résolution, se prête à merveille à regrouper de multiples échelles de ce type. Avec l'*Oric*, la résolution verticale atteint 200 points, ce qui autorise une très grande finesse de représentation. Le petit programme de la **figure 1** représente ce qu'il est possible de faire de plus simple en matière de surveillance simultanée de huit voies de mesure.

Toutes les demi-secondes environ, chaque voie sera « interrogée », et un trait vertical de longueur proportionnelle au résultat de la mesure sera affiché, après effacement rapide du précédent.

```
10 HIRES
20 PRINT:PRINT "  0 1 2 3 4 5 6 7"
30 FOR V=0 TO 7
40 POKE 801,V
50 Y=PEEK(801)/1.3
60 X=26+(V*12)
70 CURSET X,0,0
80 DRAW 0,199,0
90 DRAW 0,-Y,1
100 NEXT
110 GOTO 30
120 REM COPYRIGHT 1983 P.GUEULLE
```

Fig. 1. – Un premier programme très simple.

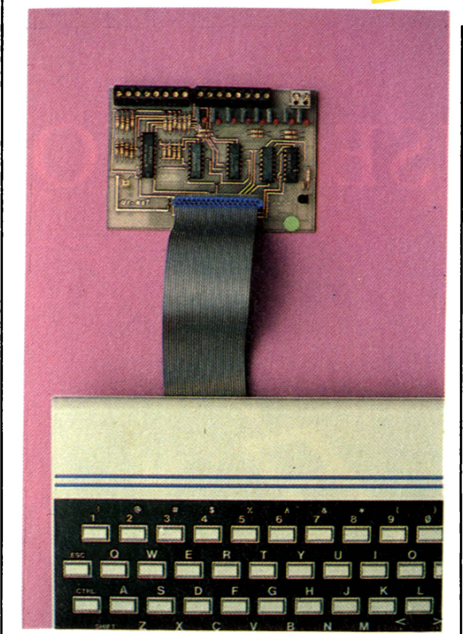
```
10 HIRES
15 DIM B(7)
20 PRINT:PRINT "  0 1 2 3 4 5 6 7"
30 FOR V=0 TO 7
40 POKE 801,V
50 Y=PEEK(801)/1.3
60 X=26+(V*12)
70 CURSET X,0,0
80 DRAW 0,199,0
90 DRAW 0,-Y,1
100 IF Y>B(V) THEN B(V)=Y
110 CURSET X,199-B(V),1
120 NEXT
130 GOTO 30
140 REM COPYRIGHT 1983 P.GUEULLE
```

Fig. 2. – Un programme avec fonction « mémoire ».

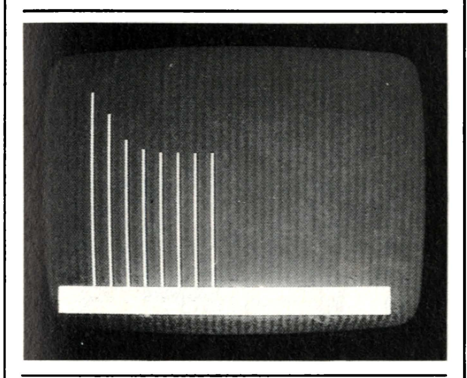
```
10 HIRES
15 DIM B(7) : DIM C(7)
16 FOR Z=0 TO 7
17 C(Z)=197
18 NEXT
20 PRINT:PRINT "  0 1 2 3 4 5 6 7"
30 FOR V=0 TO 7
40 POKE 801,V
50 Y=PEEK(801)/1.3
60 X=26+(V*12)
70 CURSET X,0,0
80 DRAW 0,199,0
90 DRAW 0,-Y,1
100 IF Y>B(V) THEN B(V)=Y
110 CURSET X,199-B(V),1
120 IF Y<C(V) THEN C(V)=Y
130 CURSET X,199-C(V),0
140 NEXT
150 GOTO 30
160 REM COPYRIGHT 1983 P.GUEULLE
```

Fig. 3. – Ce logiciel mémorise les maxima et les minima.

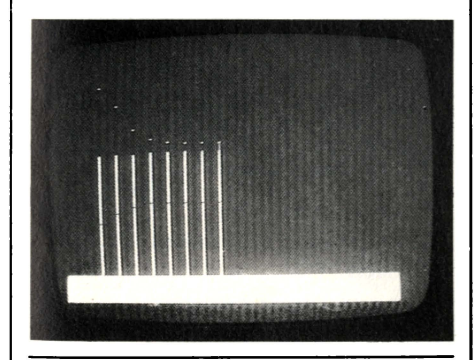




La connexion au micro-ordinateur s'effectue par câble plat.

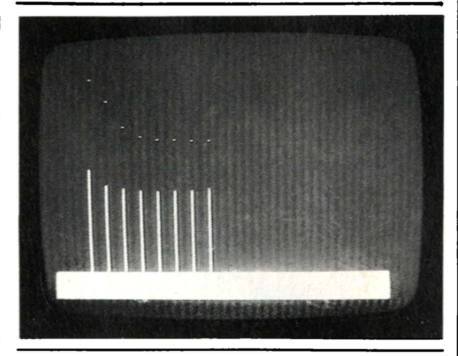


Une première représentation « bargraph ».



Ce « bargraph » comporte des « points mémoire ».

Une rappel en bas de l'écran des numéros des entrées permet l'identification immédiate de n'importe quelle voie. Avec la **figure 2,** nous introduisons une fonction « mémoire », puisque l'écran garde définitivement la trace du maximum atteint par chaque voie, sous la forme d'un petit point. Ce point sera repoussé vers le haut toutes les fois qu'un nouveau dépassement sera enregistré.



Autre présentation « bargraph » avec indication des maxima.

On retrouve là le principe des thermomètres « à maxima », dans lesquels un petit index est « poussé » par la colonne de mercure.

Le logiciel complet de la **figure 3** est pour sa part capable de mémoriser à la fois les minima et les maxima. Les minima apparaîtront sous la forme d'une interruption du segment représentatif (un petit point sombre).

La fiabilité de l'ensemble *Oric/Orea* permet d'envisager des surveillances étalées sur des heures ou des jours, pourvu que l'alimentation électrique ne s'interrompe pas. Bien entendu, une alimentation de secours peut facilement être pérvue, compte tenu de la consommation modeste du système. Si une surveillance plus fine de l'évolution des paramètres mesurés s'avère nécessaire sur quelques heures, il est très possible de raccorder la sortie vidéo de l'*ORIC* à un magnétoscope, ce qui permettra tout dépouillement ultérieur, pour peu que des repères horaires figurent sur la piste son. Il s'agit là d'une solution particulièrement économique puisque faisant appel à du matériel très répandu dans le grand-public, mais pouvant dans une certaine mesure éviter le recours à de coûteux enregistreurs d'instrumentation multivoies.

En fonction des besoins particuliers de chacun, les fonctions graphiques de l'*Oric* permettraient fort aisément de mettre en place des échelles graduées, linéaires ou non, facilitant la lecture des enregistrements.

Pour terminer, soulignons qu'il existe des possibilités de sauvegarder un « écran » particulièrement intéressant sur une simple cassette audio ou, moyennant un logiciel approprié, d'obtenir une copie papier sur certains types d'imprimantes.

P. Gueulle

SERVICE-LECTEURS N° 20



Les réseaux prédiffusés rapides de SILICONIX

Pour vos applications militaires et industrielles vous pouvez maintenant concevoir vos réseaux prédiffusés CMOS sur des circuits de 180 à 2400 portes.

SILICONIX est entièrement compatible avec le système DAISY. Cela nous permet de nous interfacer plus efficacement avec les clients qui utilisent ou ont accès à une station de travail DAISY.

L'expérience militaire et industrielle

A la différence des autres fabricants de réseaux prédiffusés, SILICONIX s'appuie sur une expérience de plus de 20 ans pour résoudre vos problèmes de circuits spécifiques.

Nous vous garantissons des circuits compétitifs avec nos technologies 3μ et 5μ. Du fait que nous prenons en charge tous les stades de fabrication, le cycle complet de production reste sous notre contrôle ce qui signifie: qualité, performances et ponctualité.

Les caractéristiques de souplesse

Avec nos circuits buffers de puissance, entrée/sortie compatibles TTL, une importante librairie de macrocellules et une facilité d'interconnexion entre cellules fait que SILICONIX a développé le système le plus souple d'emploi.

SILICONIX
Centre commercial de l'Echat, place de l'Europe - 94019 CRETEIL Cédex
Tél. (1) **377 07 87** - télex : 230389 F

A retourner à SILICONIX
Je souhaiterais plus d'informations
Je désirerais:
- ☐ Une brochure sur vos réseaux prédiffusés
- ☐ Un manuel complet (750 F TTC)
- ☐ Un contact téléphonique

Nom: ....

Prénom: ....

Position: ....

Société: ....

Adresse: ....

....

Tél.: ....

SERVICE-LECTEURS N° 21



Electronique et biotechnologies

Depuis près de deux siècles, la chimie, la physique puis la technologie ont servi de base à la plupart des idées nouvelles qui ont permis à la médecine de progresser. Les médecins ont admis la chimie au travers de la pharmacologie. En revanche, la physique fait encore figure de parente pauvre bien que la physiologie s'appuie sur elle pour énoncer la plupart de ses lois. La technique enfin, d'apparition plus récente, s'implante d'emblée et participe activement à l'évolution rapide de la médecine au cours de cette seconde moitié du siècle.

La place du « technicien »

Dans ce triptyque, le technicien occupe une place de plus en plus importante à côté du médecin ou du pharmacien. Cela parce que l'évolution de ces dernières années montre la place prise par la technique dans le diagnostic et la thérapie des maladies chez l'homme.

Les biotechnologies couvrent en fait un vaste panorama regroupant les disciplines techniques ayant une application dans les spécialités médicales. Ainsi, l'électronique n'est qu'une partie de ce panorama que l'on pouvait évaluer il y a quelques années à 50 %, tant en chiffre d'affaires qu'en personnel employé. Cependant, la part prise par l'électronique dans les techniques de santé s'accroît très rapidement.

Intermedica, premier « Salon international des matériels biomédicaux et des équipements pour collectivités hospitalières », s'est tenu à Paris en mai 1984. A cette occasion nous avons pu faire le point de cette activité, dont nous extrayons pour les lecteurs la part qui revient à l'électronique et aux sciences connexes.

La France en quatrième position

Le marché de l'équipement biomédical ne représente pas un chiffre d'affaires important dans l'économie générale. Il en est ainsi dans tous les pays. Toutefois, l'intérêt de ce marché est de fournir des débouchés à certaines industries et il serait souhaitable que le volume des exportations augmente.

Le marché mondial des biotechnologies s'élève à 23,6 milliards de dollars U.S. (1982), les Etats-Unis s'adjugeant près de 50 % de ces dépenses ; la France se situe en quatrième position, derrière le Japon et la R.F.A., en absorbant 6,5 % du marché mondial, soit 9 milliards de francs.

Le premier poste de ces dépenses revient aux fournitures médicales (39 %), suivies de l'imagerie, des analyses, de la lunetterie, de la réhabilitation (chacun de ces secteurs représentant 13,5 % des dépenses) et de l'électronique (4,5 %).

Les entreprises françaises de matériel biomédical exportent 21,5 % de leur production ; par ailleurs, le marché national importe la moitié de sa consommation (80 % en ce qui concerne les seringues et les aiguilles).

Environ 1 600 chercheurs, dont 1 150 relèvent du secteur public, explorent les biotechnologies qui, en 1985, représenteront une dépense de 15 milliards de francs. Les années à venir consacreront le développement de la RMN, de l'immunologie en analyse *in vitro*, des prothèses et implants, des organes artificiels.

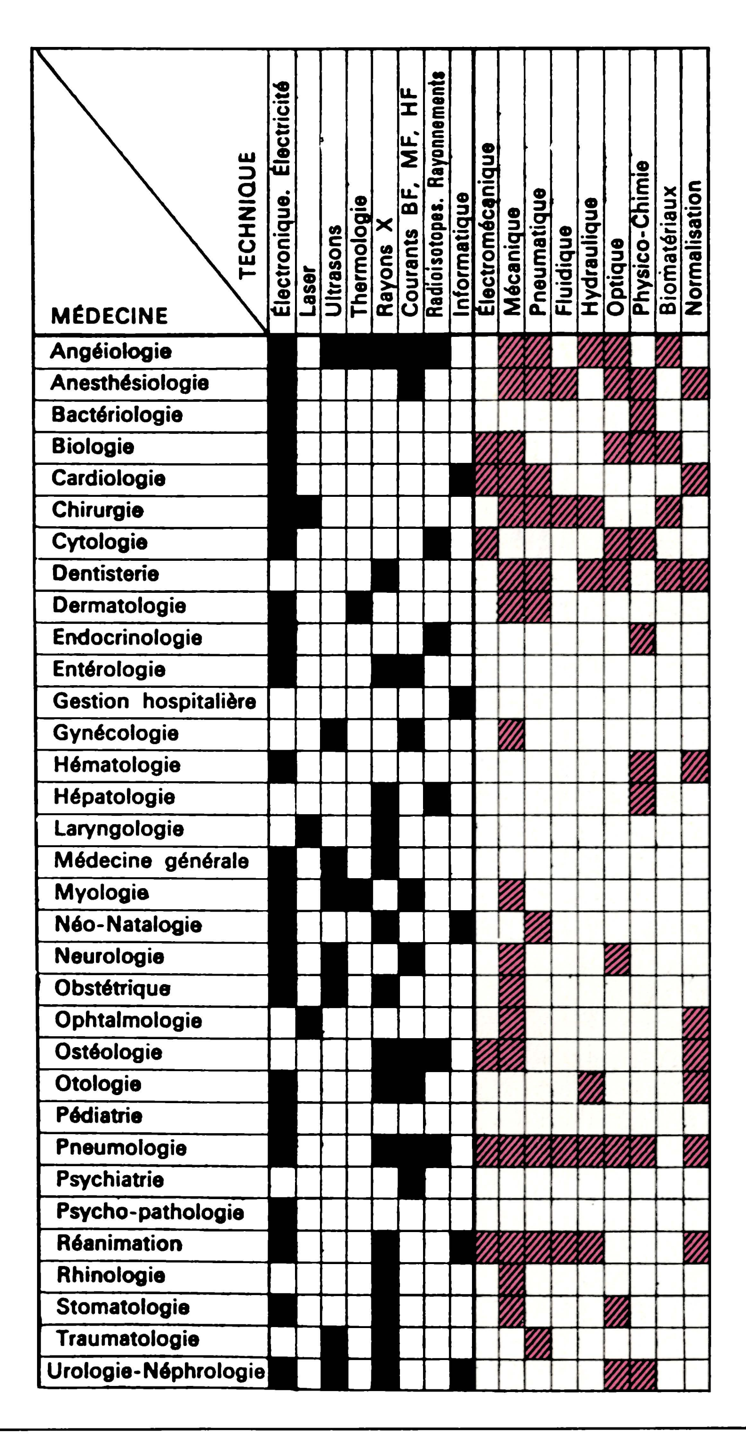


Tableau 1. – La technique et la médecine. Parties noires : électronique et disciplines connexes. Parties hachurées couleur : autres disciplines techniques.

L'électronique médicale s'applique au diagnostic, à la surveillance, à la thérapie, au chapitre particulier de la radiologie et plus récemment à l'informatique. De nombreuses disciplines médicales font appel à diverses disciplines techniques **(tableau 1)**. Lorsque l'on évoque l'électronique médicale, il s'agit essentiellement des applications de l'électronique directement en rapport avec la thérapie et le diagnostic **(tableau 2)**. Cependant, il ne faut pas méconnaître pour autant l'emploi des télécommunications, de

la télévision en circuit fermé pour l'enseignement, l'automatisation des systèmes d'analyses biologiques et les différents dispositifs d'alarme où l'électronique joue le plus grand rôle.

L'importance prise par certains matériels, notamment ceux se substituant à une fonction vitale chez un malade, ou ceux utilisés dans les unités de surveillance à haut risque, nécessite, de la part des services hospitaliers, un « sacrifice » financier. Celui-ci est d'autant mieux accepté que ces matériels rendent service le plus longtemps possible, avec des frais et des risques minimisés.

Le diagnostic

Les vieilles recettes du diagnostic sont-elles condamnées par l'électronique ? Certainement pas. Simplicité d'utilisation, modicité du coût, fiabilité, le bon vieux stéthoscope ne quittera pas, dès demain, la sacoche du médecin de famille, le diagnostic traditionnel à l'aide du tensiomètre ou de l'électrocardiogramme demeure irremplaçable, d'autant que l'apparition des techniques électroniques n'en condamne pas l'évolution orientée vers une lecture beaucoup plus rapide des résultats et une analyse plus fiable des paramètres.

L'endoscopie est l'exemple par excellence d'une technique médicale ancienne (l'endoscope de *Bozzoni* date du milieu du XIXe siècle) qui, grâce à l'évolution technologique instrumentale, pénètre aujourd'hui la plupart des disciplines médicales : gynécologie, urologie, proctologie, oto-rhino-laryngologie, arthrologie, pneumologie, odontologie, etc. Elle permet désormais, dans tous ces domaines, l'examen, le diagnostic et même le traitement *« in situ »* sous contrôle permanent de la vue.

En fait, l'électronique appliquée au domaine médical, a, en quelques années, profondément modifié l'art du diagnostic.

La mise au point des « scanners », puis des appareils à « résonance magnétique nucléaire » (RMN) a brutalement ouvert des perspectives nouvelles.

En France, la *Compagnie Générale de Radiologie (CGR)* filiale de *Thomson,* sans doute après avoir regretté l'absence de l'industrie nationale sur le marché des scanners, a décidé d'occuper celui de la RMN. Cent millions de francs ont été investis (plus de 20 millions affectés à la construction d'un bâtiment spécial, tout en bois, à Buc) permettant à la *CGR* de gagner la bataille de la RMN, pour peu que soient éliminées les dernières réserves émises par les utilisateurs de matériel biomédical concernant la fiabilité des réseaux commerciaux et du service après-vente.

En effet, la *CGR* poursuit l'expérimentation clinique d'ores et déjà concluante de deux appareils à RMN, l'un de 3 500 gauss, l'autre de 5 000 gauss. Trois de ces appareils seront livrés dans l'année, portant à cinq le nombre d'établissements hospitaliers équipés : à Paris l'hôpital des Quinze-Vingts, celui du Kremlin-Bicêtre, le CHU de Grenoble, celui de Montpellier et la clinique Clairval à Marseille.

Il est à noter que durant les deux prochaines années, 100 scanners supplémentaires seront installés en France.

D'ores et déjà la *CGR* s'intéresse aux appareils à haut champ (15 000 gauss) dont elle compte produire une dizaine d'exemplaires en 1984-85, grâce à une prospection active du marché américain et européen.

Révolution dans le diagnostic ? Incontestablement ; la RMN, qui n'en est encore qu'à ses débuts, permet une appréciation de la pathologie particulièrement fine. Son coût actuel est cependant un obstacle sérieux à sa généralisation, même si on estime que le marché mondial devrait absorber environ 300 appareils à RMN en 1986/1987. Chaque appareil coûte en effet de 8 à 20 millions de francs et impose de grandes contraintes d'utilisation destinées à éviter toute perturbation du champ magnétique. Un appareil de 5 000 gauss par exemple, exige l'absence de tout élément métallique dans un rayon de 15 mètres !

L'espace libre devient donc impératif autour des salles de traitement. *Aux Etats-Unis, les appareils à RMN sont installés dans des jardins.*

La thérapie

En juin 1960, le professeur *Maiman* fait jaillir durant quelques millièmes de secondes, un éclair de lumière cohérente qu'il baptise « laser » (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation).

En une vingtaine d'années, le laser s'est imposé dans de nombreuses disciplines médicales : ophtalmologie, oto-rhino-laryngologie, dermatologie, gynécologie, odontologie, chirurgie...

L'utilisation chirurgicale du laser a de nombreux avantages. Il permet, grâce à la combinaison de ses différents effets, thermique, photochimique, électrique et mécanique une précision d'intervention inconnue jusqu'alors. En outre, il donne au praticien comme au patient une sécurité nouvelle aux conséquences insoupçonnées, la destruction de la lésion étant pratiquée sans le contact direct d'un instrument sur les zones périphériques. Enfin, le laser est souvent une technique opératoire économique, l'intervention pouvant n'exiger qu'une anesthésie locale, *évitant donc l'hospitalisation et diminuant d'autant le coût du traitement.*

Malgré tous ces avantages, le laser n'a rien d'une formule chirurgicale miracle. Il apparaît comme remarquablement adapté à nombre d'interventions spécifiques, impraticables autrement. Son champ d'action qui ne cesse de s'élargir, est néanmoins limité, d'autant que l'investissement exigé par chaque appareil est élevé : entre 300 000 et 700 000 francs.

Prothèses, implants et handicaps

Le marché français en matière de prothèses et implants est caractérisé par quelques chiffres éloquents : il y a en France 3,8 millions de malentendants, dont 115 000 sourds profonds exigeant le port d'un appareil ; 60 000 personnes souffrent de troubles digestifs, 200 000 d'insuffisance respiratoire, 1 million du diabète (100 000 sont insulino-dépendants) ; 60 000 patients portent un stimulateur cardiaque et 10 000 malades sont traités par dialyse rénale... Chaque année, les chirurgiens procèdent à 20 000 amputations, alors que 30 000 personnes reçoivent une aide technique, orthèse ou téléthèse, et que 40 000 autres vivent avec une prothèse articulaire interne.

Ce sont 182 entreprises qui se partagent ce marché particulièrement fourni, réalisant un chiffre d'affaires voisin des 3 milliards de francs, exportant le quart de leur production. Il est vrai que rares sont les sociétés dont les activités sont spécialisées dans les prothèses et implants.

Enfin, l'électronique pour sa part, assure son précieux concours à la dé-



finition de prothèses mieux adaptées à chaque patient : à partir d'une prothèse standard, l'ordinateur inscrit les particularités du malade (système CAD/CAM) et propose une image finale correspondant exactement aux besoins de ce dernier.

Le secteur des prothèses et implants s'attache à la reconquête du marché intérieur, maîtrisé à près de 80 % par la production étrangère. Avec un objectif de taille : simplification du matériel, fiabilité accrue et définition d'un coût raisonnable. Un objectif en parfait accord avec ceux des pouvoirs publics.

La recherche et les novations s'accumulent dans le secteur de l'assistance aux handicapés, afin de leur permettre de mieux affronter la vie, de les rendre le moins possible dépendants. Ainsi, le laboratoire d'informatique de la faculté de médecine de Marseille et le Centre de réadaptation fonctionnelle de Valmante à Marseille ont mis au point un système de contrôle de l'environnement adapté aux besoins du handicapé et qui fonctionne à l'aide de la voix humaine.

Avec *Tetravox*, le patient retrouve une partie de son autonomie en commandant de la voix tous les organes électriques dont il a besoin : téléphone, télévision, lumière, porte, volets roulants...

L'informatique médicale

L'informatique a déjà reçu de nombreuses applications dans le domaine médical au cours des dernières années. Cette réussite pourrait cependant n'être que très modeste au regard de ce qui peut se produire dans un proche avenir.

L'informatique intervient désormais dans de très nombreux secteurs médicaux. Dans l'imagerie lorsqu'elle permet de visualiser le patient examiné au moyen du scanner ou d'un appareil à RMN. En matière de prothèses, puisque, selon une application récente, l'informatique permet de dessiner un modèle exactement adapté à la morphologie du patient. Dans le domaine des analyses, elle permet une obtention immédiate des résultats. Mais en outre, grâce aux banques de données, elle permet une consultation rapide d'une mémoire médicale qui établit alors un diagnostic en fonction des troubles recensés. A son tour, cette information peut aider à dépister une épidémie, à entretenir les statistiques régionales, ou nationales, à prévenir le praticien d'éventuelles incompatibilités médicamenteuses.



Les transmissions par fibres optiques sont couramment utilisées en médecine (microscope Philips).

Au-delà de son application strictement médicale, l'informatique fournit une aide précieuse en matière de gestion : l'hôpital ou le cabinet privé obéissent en effet aux mêmes impératifs comptables, administratifs, prévisionnels qu'une entreprise ordinaire. L'informatique devient alors un auxiliaire de gestion, source de rigueur et de rationalité. On conçoit aisément qu'un hôpital tire bénéfice d'une gestion informatisée de ses stocks. Dans le même esprit, le cabinet privé, comme l'établissement hospitalier, peut envisager la création d'un fichier « patients » qui permettrait la saisie instantanée de sa vie médicale. Le projet est séduisant, même s'il risque de se heurter à la législation en la matière qui hésite à autoriser « une mise en carte » de la population, susceptible de rendre inefficace le secret médical. Par ailleurs, et l'argument n'est pas négligeable, l'informatique n'est pas encore totalement entrée dans les mœurs. Ses applications font peur, quand bien même montreraient-elles également leurs limites.

Il faudrait donc admettre l'informatique telle qu'elle est : une collaboratrice précieuse mais certainement pas un pouvoir capable de s'imposer face aux hommes de l'art. L'informatique prend simplement la place qui lui revient, y compris dans le domaine médical.

La maintenance du matériel

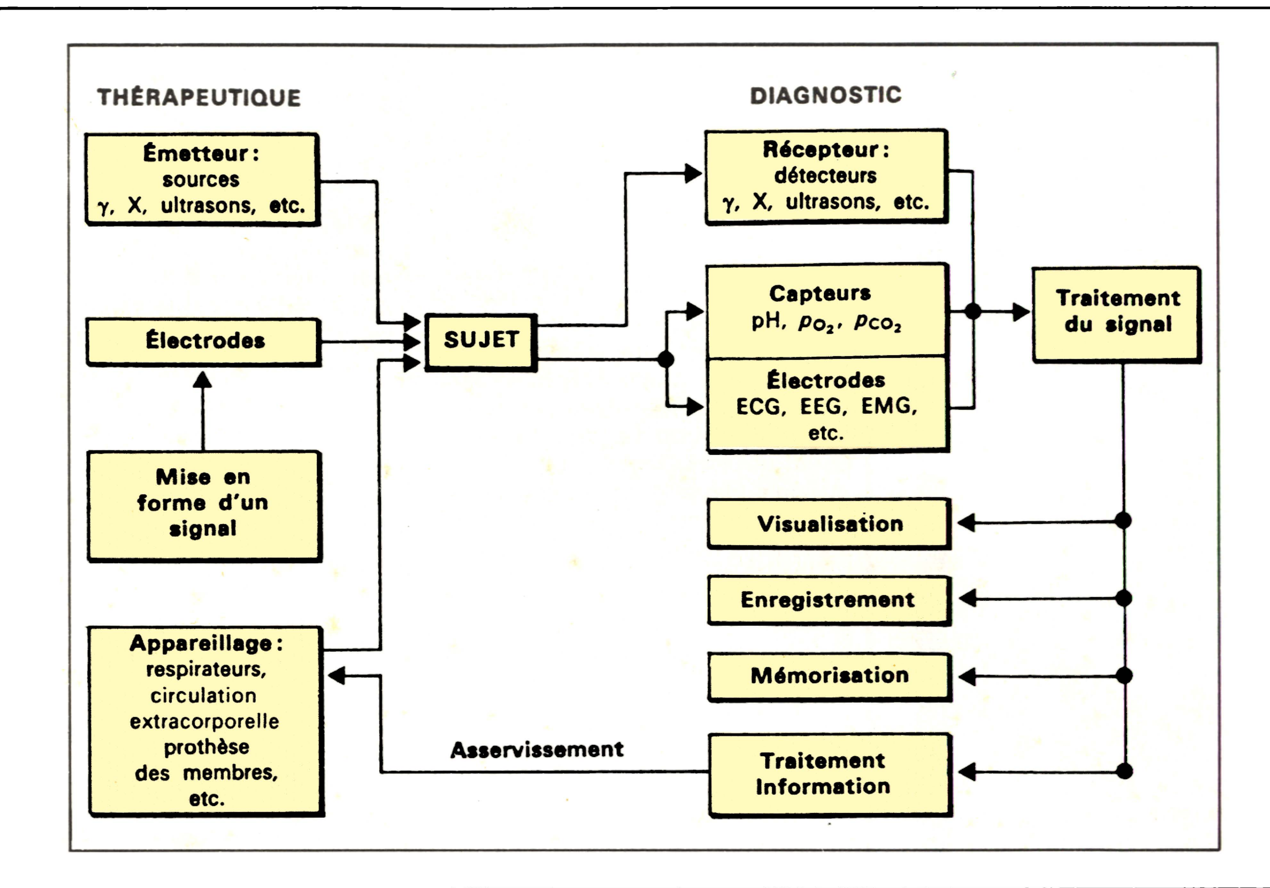
L'équipement technique hospitalier devient de plus en plus important et cet investissement mérite des soins particuliers. La maintenance permet, outre des économies, de maintenir disponibles des équipements qui souvent sont en nombre insuffisant. Actuellement, cette maintenance est assurée à la fois par le constructeur et par l'hôpital.

Toutefois, depuis quelques années, un grand brassage d'idées s'effectue, tant parmi les médecins et les gestionnaires que parmi les constructeurs. L'intérêt commun, sans oublier celui du malade, exige une meilleure coordination des moyens et des actions.

Il est souhaitable qu'un parc de matériel, disséminé dans tous les services d'un hôpital, soit suivi par un responsable technique et son équipe. Cela est vrai pour l'électronique mais également pour les autres disciplines techniques. Il est donc nécessaire que ce responsable soit formé à ces diverses disciplines, seuls les membres de son équipe pouvant être spécialisés.

La complexité des tâches à assumer dans un hôpital montre que cette question n'a pas encore trouvé de réponse applicable à tous les cas de figures. L'ascenseur, la chaudière du chauffage central, l'unité de surveillance cardiaque posent des problèmes qui peuvent survenir au même





instant. L'ordre des priorités, la qualification et la disponibilité des techniciens, les pièces détachées en stock, interviennent dans la mise en œuvre de cette maintenance.

Actuellement, les équipes techniques des constructeurs et celles des hôpitaux participent à l'entretien et au dépannage. Mais il est certain que les hôpitaux souhaiteraient intervenir entièrement avec leurs propres moyens, exception faite pour le matériel très récent n'ayant pas encore fait l'objet de stages de formation.

La sécurité dans les hôpitaux

Les malades et le personnel hospitalier sont menacés d'électrocution par l'usage généralisé de l'électricité, mais aussi par l'emploi de plus en plus fréquent d'électrodes ou de capteurs reliés directement au malade. Les accidents observés peuvent se ranger en trois catégories :

- **L'électrocution classique**, que l'on rencontre lorsqu'une personne est mise en contact avec un conducteur sous tension, d'une manière directe ou indirecte. En effet, autant il est facile de détecter, et d'éviter, un conducteur dénudé ou des raccordements non isolés, autant il est plus subtil de découvrir une mise à la masse, celle-ci pouvant être la table d'opération ou le lit du malade.

La salle d'opération est un lieu particulièrement vulnérable. On y manipule des solutés (électrolytes), du sang, à cela s'ajoute l'humidité des sols, en outre la technique électrique y est abondante. On trouve un respirateur, un bistouri électrique, du monitorage, du petit matériel (perceuse, trépan, etc.), un négatoscope, le scialytique, etc. Le moindre défaut d'isolement peut être la source d'une catastrophe ;

- **l'électrocution par microcourants**, est certainement la façon la plus insidieuse de créer l'accident. Les microcourants, bien qu'imperceptibles au simple toucher, sont capables de provoquer des lésions irréversibles s'ils sont appliqués directement sur le cerveau ou sur le cœur. Cette constatation est la conclusion de travaux récents sur l'origine et les effets de ces courants. Ainsi, dans touf matériel électrique, soit par défaut partiel d'isolement, soit par effet de capacité, des microcourants sont produits sans que cela nuise à l'utilisateur. En milieu médical le problème est très différent. Le malade est relié à l'appareillage au moyen d'électrodes, dont on améliore la conductibilité au moyen de pâte conductrice ; parfois, on utilise des électrodes aiguilles, placées sous la peau ; enfin, c'est l'insertion par voie veineuse d'électrodes à l'intérieur des cavités cardiaques (endocavitaires). Citons également les perfusions intraveineuses dont le cathéter (sonde) est rempli d'un soluté (électrolyte) rendant toute la ligne conductrice.

Même lorsque les conditions d'isolement sont bonnes, un risque subsiste. En effet, lorsque le patient et les appareils sont reliés correctement à la terre, une différence de potentiel peut exister entre deux terres. Il faut dire que les prises de terre sont variées dans un hôpital (prise secteur trois broches, conduite d'eau, radiateur, etc.) et que pour un malade possédant une sonde endocavitaire (résistance entre sonde et cœur de l'ordre de 500 Ω) il suffit d'une différence de potentiel de 50 mV pour qu'apparaisse un courant de quelque 100 μA, suffisant pour provoquer une fibrillation cardiaque rapidement mortelle.

Ces différentes terres devraient être au même potentiel (nœuds équipotentiels), mais le danger subsiste néanmoins si l'un des appareils n'a pas été branché ou si, accidentellement, il se déconnecte.

Le courant du réseau passe par des capacités parasites, telles les capaci-

tés existant entre les enroulements du transformateur, entre le réseau et l'enveloppe de l'appareil, entre le circuit d'alimentation et l'enveloppe. Ces capacités parasites sont inévitables et le courant de fuite qui en résulte est amené au patient par les électrodes.

La solution préconisée pa la *Commission Electrotechnique Internationale (CEI)* est l'isolement complet du patient au moyen de circuit flottant. La terre n'est plus branchée sur le patient, et le transfert des informations s'effectue par des voies électromagnétiques ou optoélectroniques. C'est un isolement presque parfait puisque, dans le cas d'un transfert électromagnétique, le courant de fuite est réduit à moins de 10 μA ;

● **les accidents dus à l'électricité statique,** sont devenus plus rares. Il y a quelques années, ils représentaient le risque électrique majeur en salle d'opération. Il suffisait d'un mélange explosif (gaz ou vapeurs anesthésiques + oxygène) allumé par une décharge d'électricité statique. C'est un accident dont il faut tenir compte, mais ce n'est pas de l'électrocution.

La normalisation

L'emploi quotidien d'une technique qui se complique, le nombre d'appareils en service qui se chiffre en millions d'exemplaires, la diversité des fabrications pour un même type d'appareil font qu'une certaine standardisation serait souhaitable. Là encore, le processus a été lent à démarrer car le corps médical est peu motivé par les problèmes de la normalisation, sauf pour des problèmes évidents, tels que la conicité des embouts de seringues. Mais dès que l'on aborde un matériel plus compliqué, il est nécessaire de tenir compte du malade qui va subir le matériel, du médecin qui va l'utiliser et du fabricant qui va le construire. En outre, la technique médicale a ceci de particulier que, dès qu'un matériel original est créé, il bénéficie d'une diffusion mondiale. Cela veut dire que l'on se heurte immédiatement à des problèmes de branchement sur le secteur, de raccordement au malade, de règles de sécurité propres à chaque pays et de législation quant à l'utilisation de ce matériel en milieu hospitalier. Il est donc indispensable que les utilisateurs et les fabricants se réunissent en commissions nationales puis internationales afin d'harmoniser les moyens en fonction des besoins.

En France, c'est l'*Association française de Normalisation (AFNOR),* aidée par l'*Union technique de l'électricité (UTE)* pour les questions électriques et électroniques, qui assure la coordination des commissions et des groupes de travail. Ces deux organisations participant avec leurs homologues étrangers à des réunions sur le plan international au sein du *Comité Electrotechnique international (CEI) et de l'Organisation internationale de Normalisation (ISO).*

La normalisation, outre qu'elle rationalise les moyens techniques mis entre les mains des médecins, offre un document précis permettant l'homologation du matériel médical.

En 1984, l'*AFNOR* a réuni les normes françaises de matériel biomédical sous la forme d'un recueil en quatre tomes :

– Tome 1 : matériel médical,
– Tome 2 : matériel chirurgical et divers,
– Tome 3 : radiologie et électricité générale.
– Tome 4 : matériel d'électricité médicale.

Ce recueil contient également les textes paranormatifs et les textes réglementaires techniques en vigueur en septembre 1983. Nous reproduisons en annexe la liste des normes concernant essentiellement l'électronique et l'électricité.

J. Trémolières

Bibliographie

[1] J. Trémolières – « La biotechnique, avenir de la médecine ». *Sciences et Techniques* n° 30, mars 1976.

[2] J. Trémolières – « L'équipement électrique en pratique médicale ». *Electronique Applications* n° 9, printemps 1979.

[3] J. Trémolières – « L'électronique dans les techniques de santé ». *Technique de l'Ingénieur.* E 2300, 2301, 2302, 2303, mars 1978.

[4] *« Recueil de normes françaises et matériel biomédical ».* 4 tomes. AFNOR, 1984 (2e édition).



NORMES FRANÇAISES MATERIEL BIOMEDICAL (Electronique)

● AUDIOMETRES

NF S 30-007, déc. 1982 : Zéro normal de référence pour l'étalonnage des audiomètres à sons purs en conduction aérienne.

NF S 31-001, juill. 1982 : Audiomètres.

● PROPRIETES ELECTRIQUES

C 91-102, févr. 1960 : Perturbations radioélectriques et systèmes d'antiparasitage. Textes officiels concernant les appareils industriels, artisanaux ou scientifiques et d'usage médical à courant à haute fréquence.

● RADIOLOGIE

M 62-101, août 1970 : Principes fondamentaux de protection dans la conception et la construction des installations dans lesquelles sont utilisées des sources radioactives non scellées.

NF C 01-075, juill. 1970 : Vocabulaire électrotechnique - Groupe 75 : Radiologie.

NF C 74-100, juin 1981 : Appareils à rayons X - Construction et essais - Règles.

NF C 74-101, févr. 1973 : Appareils à rayons X - Appareils de radiodiagnostic utilisés en traumatologie - Appareils à poste fixe - Règles particulières.

NF C 74-102, mars 1973 : Appareils à rayons X - Groupes radiogènes mobiles ou semi-fixes pour radiodiagnostic - Règles particulières.

NF C 74-109, mai 1970 : Appareils à rayons X - Symboles conventionnels de commande et de signalisation.

NF C 74-110, sept. 1963 : Appareils de télégammathérapie - Règles.

NF C 74-110M1, sept. 1969 : Additif n° 1 à NF C 74-110.

NF C 74-105, juin 1956 : Cassettes et écrans renforçateurs - Dimensions.

NF C 15-160, nov. 1975 : Installations pour la production et l'utilisation des rayons X - Règles générales.

NF C 15-161, nov. 1976 : Installations pour la production et l'utilisation des rayons X - Règles particulières pour les installations de radiodiagnostic médical et vétérinaire (sauf dentaire).

NF C 15-162, nov. 1977 : Installations pour la production et l'utilisation des rayons X - Règles particulières pour les installations de röntgenthérapie.

NF C 74-010, sept. 1983 : Sécurité des appareils électromédicaux (correspondant à la publication internationale CEI 601.1).

NF C 74-300, mars 1973 : Appareils d'électricité médicale - Règles générales.

NF C 74-300M1, oct. 1980 : Additif 1 à NF C 74-300.

● APPAREILS A ULTRASONS

NF C 74-306, juin 1963 : Appareils d'électricité médicale - Appareils à ultrasons (pour thérapie).

UTE C 74-335, juin 1982 : Appareils à ultrasons utilisés en diagnostic.

● LASERS

NF C 74-310, mars 1973 : Appareils d'électricité médicale - Photocoagulateurs à impulsions laser mobiles et portatifs de haute tension maximale égale à 5 kV au plus.

● AUTRES MATERIELS

NF C 74-300, mars 1973 : Appareils d'électricité médicale - Règles générales.

NF C 74-300M1, oct. 1980 : Additif 1 à NF C 74-300.

NF C 74-010, sept. 1983 : Sécurité des appareils électromédicaux - (correspondant à la publication internationale CEI 601.1). (Ces trois normes sont uniquement reproduites dans le tome 3).

NF C 74-301, juin 1983 : Appareils d'électricité médicale - Appareils à haute fréquence.

NF C 74-302, nov. 1964 : Appareils d'électricité médicale - Appareils à courant galvanique ou à basse ou moyenne fréquence.

NF C 74-303, juin 1963 : Appareils d'électricité médicale - Gènérateurs pour appareils d'électrocaustique et d'endoscopie.

NF C 74-304, juin 1963 : Appareils d'électricité médicale - électroencephalographes et électrocorticographes.

NF C 74-305, janv. 1967 : Appareils d'électricité médicale - Electrocardiographes et électrocardioscopes.

NF C 74-305M1, juin 1969 : Additif 1 à NF C 74-305.

NF C 74-305M2, mai 1983 : Additif 2 à NF C 74-305.

NF C 74-307, juin 1970 : Appareils d'électricité médicale - Appareils de défibrillation cardiaque à poste fixe.

NF C 74-307MI, oct. 1980 : Additif 1 à NF C 74-307.

NF C 74-340, juill. 1975 : Appareils d'électricité médicale - Appareils de défibrillation cardiaque de secours.

NF C 74-340M1, août 1970 : Additif 1 à NF C 74-340.

NF C 74-308, août 1970 : Appareils d'électricité médicale - Appareils d'entraînement électrique du cœur.

NF C 74-346, mars 1982 : Appareils d'électricité médicale - Stimulateurs cardiaques implantables à source d'énergie électrochimique.

NF C 74-309, mars 1973 : Appareils d'électricité médicale - Appareils d'actinologie.

NF C 74-350, août 1975 : Appareils de respiration artificielle de traitement.

NF C 74-365, nov. 1975 : Appareils d'électricité médicale - Appareils d'électrochirurgie à courant électrique haute fréquence.

NF C 74-365M1, oct. 1980 : Additif 1 à NF C 74-365.

NF C 74-380, déc. 1981 : Appareils d'électricité médicale - Equipements de surveillance et de thérapie.

NF C 74-380M1, déc. 1981 : Additif 1 à NF C 74-380.

NF C 74-381, déc. 1981 : Appareils d'électricité générale - Equipements de surveillance et de thérapie - Elément amplificateur de potentiels cardiaques.

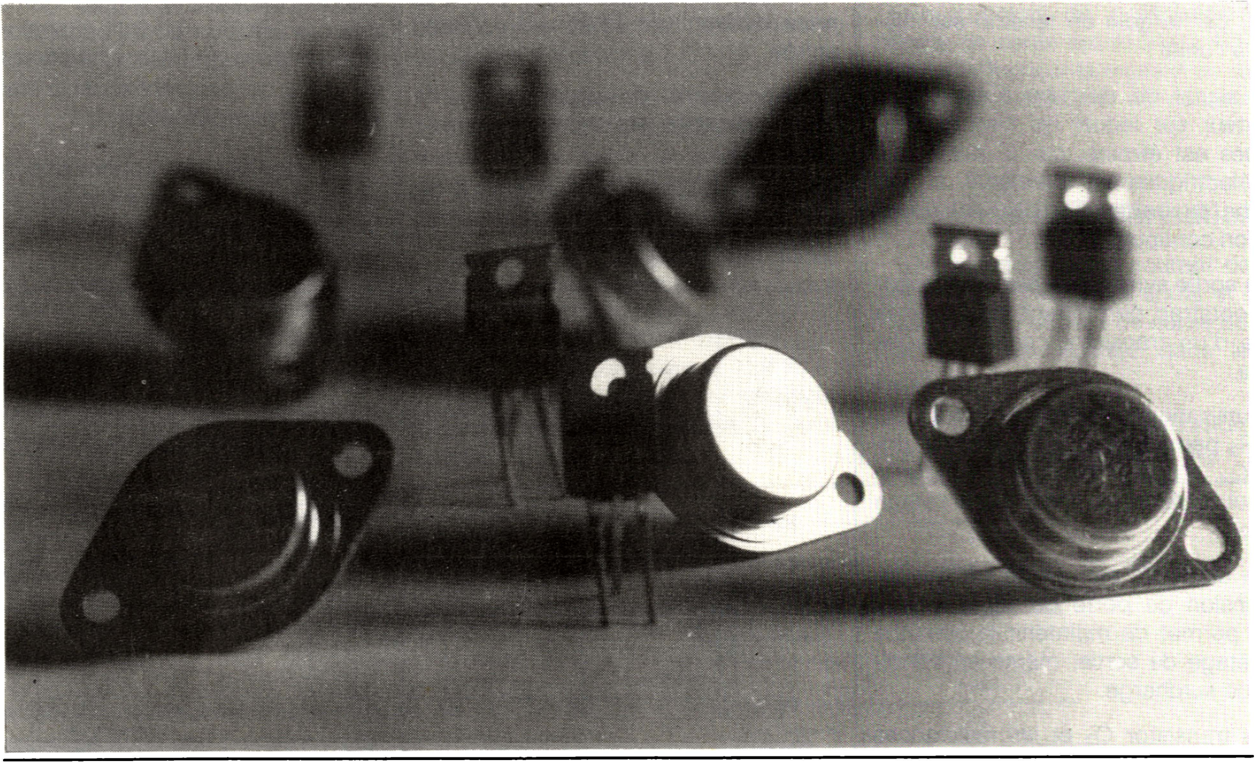


Un amplificateur linéaire de puissance

La particularité de cet amplificateur, fonctionnant en classe AB, est d'utiliser des « Hexfet » complémentaires en étage de sortie.

Ce qui permet d'améliorer les performances globales par rapport aux montages classiques utilisant des transistors bipolaires, tout en réduisant la complexité du circuit « driver » de commande, le circuit de sortie étant dès lors piloté par un simple « classe A ».

Alimenté sous ± 30 V, le montage décrit ici délivre 60 W efficaces dans une charge de 4 Ω. La bande passante est supérieure à 100 kHz.



Les « Hexfet » International Rectifier : de sacrées bêtes !...

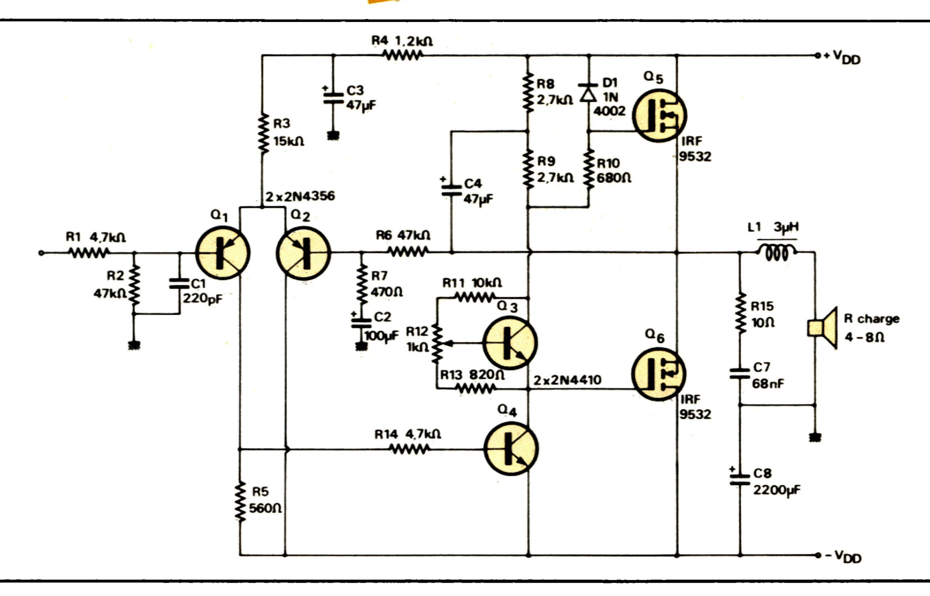


Fig. 1.

Description du circuit

Le schéma de l'amplificateur est montré à la **figure 1**.

L'alimentation est différentielle ($\pm V_{DD}$), ce qui permet une bonne réjection de l'alimentation, ainsi qu'un couplage direct de la charge à l'étage de sortie.

Les circuits de sortie fonctionnent en « source suiveuse ». Ceci offre un double avantage :

– la possibilité d'oscillation dans l'étage de puissance de sortie est réduite, car le gain en tension est inférieur à l'unité ;

– le signal de réaction à travers le radiateur sur lequel les circuits sont montés est éliminé, car le drain, qui est électriquement connecté à une broche du boîtier TO 220, est à une tension continue.

La sortie symétrique est réalisée par un bootstrap permettant de piloter la porte d'un transistor canal **N**, Q_5 de sortie.

L'utilisation du circuit bootstrap C_4, R_8, R_9 permet aussi au transistor driver, Q_4, d'opérer à courant constant, ce qui améliore la linéarité de l'étage pilote.

La diode D_1 permet de restreindre la tension de porte de Q_5 à $+ V_{DD}$. Ceci permet de maintenir la symétrie de l'étage de sortie, même en condition de surcharge.

Le transistor Q_3 et les résistances R_{11}, R_{12}, R_{13} procurent un « offset » de tension pour les circuits de sortie.

R_{12} est variable, permettant l'ajustement du courant de polarisation de sortie en fonction de la variation de la tension de seuil des Hexfet.

La compensation en température est réalisée par la combinaison de la tension base-émetteur du transistor bipolaire Q_3 et de la tension de seuil des Hexfet Q_5 et Q_6, qui ont un coefficient de température de $-0{,}3$ %/°C.

Le « driver » classe A, Q_4, opère avec un courant de polarisation déterminé par les résistances R_8, R_9 ; il est de 5 mA nominal.

Le transistor Q_4 est piloté par une paire différentielle **PNP**, Q_1, Q_2, en entrée.

Le courant de polarisation de l'étage d'entrée est de 2 mA, provoqué par R_3.

La contre-réaction de l'étage de puissance de sortie est réalisé par R_6 sur la base de Q_2.

Les composants C_2, R_7 déterminent le gain en boucle fermée (R_6/R_7) et augmentent le gain à basse fréquence.

Les composants R_{15}, C_7, connectés entre le nœud de sortie et la masse, suppriment la réponse en haute fréquence de l'étage de sortie ; ainsi, les performances HF de l'amplificateur sont déterminées par l'étage d'entrée.

Les composants R_1, R_2, C_1 de l'étage d'entrée définissent l'impédance d'entrée (47 KΩ) et suppriment le bruit.

L'amplificateur d'entrée demande une alimentation dont l'ondulation résiduelle est supprimée. C'est le rôle de R_4 et C_3, qui assurent aussi la stabilité en HF de l'amplificateur.

La longueur des connexions de Q_5 et Q_6 devra être minimale afin de réduire les oscillations de l'étage de sortie.

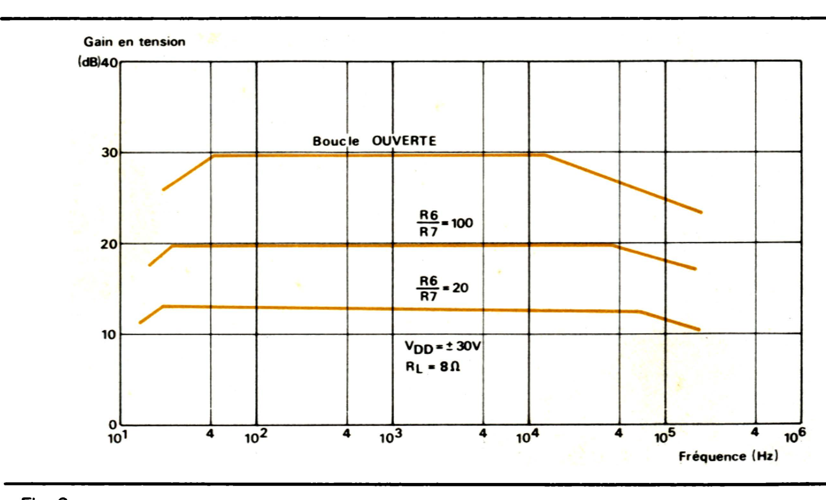


Fig. 2.

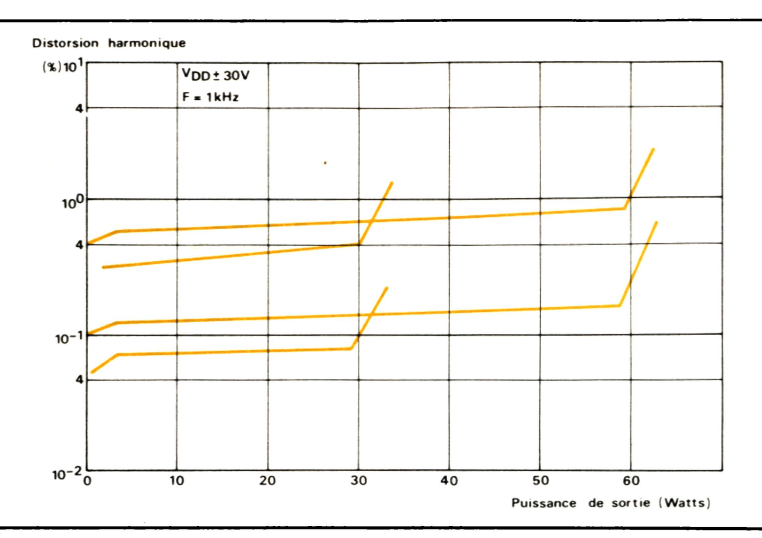


Fig. 3.

Une résistance série dans le circuit de porte (R_{10}) supprimera les oscillations, mais une trop grande valeur diminuera le « slew rate » (temps de montée et de descente des fronts de commutation).

L'entrée en oscillation de l'amplificateur causée par couplage capacitif de la base du transistor « driver » Q_4 est supprimée par addition d'une résistance série R_{14}.

Le décalage de phase quand l'amplificateur débite dans une charge réactive peut provoquer une instabilité en haute fréquence.

Avec une charge capacitive, l'addition d'une petite bobine de choc (3 µH avec 8 Ω pour 2 µF de charge) restaurera la stabilité. La valeur finale de la bobine sera définie expérimentalement.

Performances de l'amplificateur

La puissance de sortie monte jusqu'à 60 W efficaces sur 4 Ω ; le courant dans la charge est de 3,9 A efficaces ou 5,5 A crête.

Cette information est déduite des équations (1) et (2) suivantes :

(1) $P_o = I^2_{eff} \cdot R_{charge} = \dfrac{V^2_{eff.}}{R_{charge}}$

(2) $I_{eff} = \dfrac{I_{crête}}{\sqrt{2}}$

(3) $V_{eff} = \dfrac{V_{crête}}{\sqrt{2}}$

La tension développée aux bornes de la charge avec une puissance dissipée de 50 W, tirée de l'équation (1), est de 15,5 V_{eff} ou 22 $V_{crête}$.

Pour soutenir une source de courant de 5,5 A, le transistor canal **N** IRF 532 requiert une tension de porte de 5 V.

On peut en conclure que la tension de polarisation (pic de tension positive) de porte est de :
$V_{crête} + V_{gs} = 27$ V.

Un calcul similaire pour un pic négatif, utilisant un canal **P** IRF 9532, montre que la tension de polarisation de porte requise est de – 28 V.

Par conséquent, une alimentation de ± 30 V est nécessaire pour une puissance de sortie de 60 W.

La tension d'alimentation ne doit pas descendre en dessous de ± 28 V ; lorsqu'elle est chargée, l'impédance de sortie de l'alimentation devra être inférieure à 1 Ω.

Avec un maximum de température ambiante de 55 °C, la résistance thermique totale entre la jonction des deux Hexfet et l'ambiante sera inférieure à 2 °C/W.

Considérant que l'IRF 532 et l'IRF 9532 ont chacun une résistance thermique entre jonction et boîtier de 1,6 °C/W, le maximum de température boîtier sera inférieur à 110 °C et la résistance thermique du radiateur sera inférieure à 1,16 °C/W à l'ambiante.

Réponse en fréquence

Les courbes de réponse en fréquence, en boucle ouverte et en boucles fermées pour l'amplificateur, sont montrées à la **figure 2.**

Le gain en boucle ouverte, mesuré avec porte et source coupées du Hexfet, est de 30 dB, avec une largeur de bande à – 3 dB de 15 Hz à 60 kHz.

Les courbes montrées en boucles fermées se rapportent à des gains de 100 (R_7 = 470 Ω) et 20 (R_7 = 2,2 kΩ).

Les deux courbes varient de 1 dB entre 15 Hz et 100 kHz avec une charge de 8 Ω.

Le « slew rate » de l'amplificateur, mesuré avec une onde carrée de 2 V crête-à-crête en entrée, est de 13 V/µs pour les fronts positifs et de 16 V/µs pour les fronts négatifs. La différence pourra être contrebalancée par addition d'une résistance en série dans la porte de Q_6.

Distorsion harmonique totale

La fidélité de l'amplificateur est montrée dans les courbes de distorsion **(fig. 3)** et est limitée par le gain de boucle.

La réduction du gain en boucle fermée de 100 à 20 procure une amélioration significative de la figure de distorsion.

Le courant de polarisation de l'étage de sortie est ajusté à 100 mA et peut influencer la mesure de distorsion si l'on descend en dessous de 50 mA.

Condition de polarisation

La dépendance du courant de polarisation de l'étage de sortie et de la tension de « l'offset » de sortie de l'alimentation est illustrée dans le **tableau 1.**

Le courant de polarisation est ajusté par le potentiomètre R_{12}.

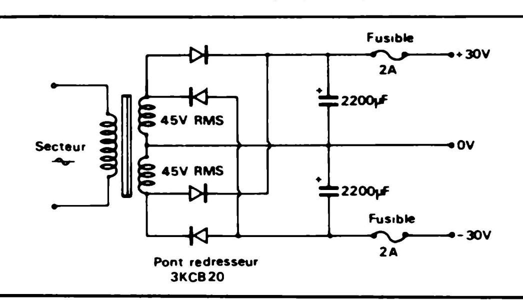


Fig. 4.

Tension d'alimentation ± V_{DD} (V)	Offset de sortie V_{OS} (mV)	Courant de polarisation de sortie I_q (mA)
35	– 40	135
30	– 20	100
25	+ 4	75
20	+ 30	54

Tabl. 1. – Variation de la tension d'offset et du courant de polarisation de sortie en fonction de l'alimentation.

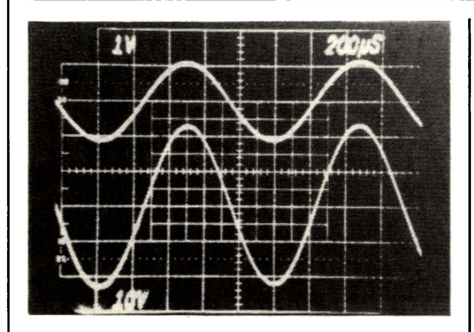


Fig. 5 a. – Réponse à une onde sinusoïdale de 1 kHz.

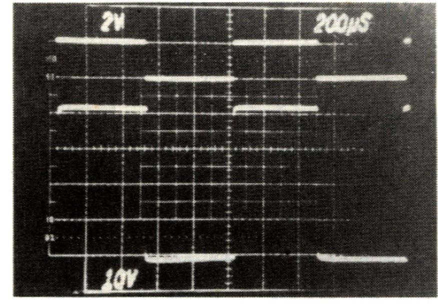


Fig. 5 c. – Réponse à une onde carrée de 1 kHz.

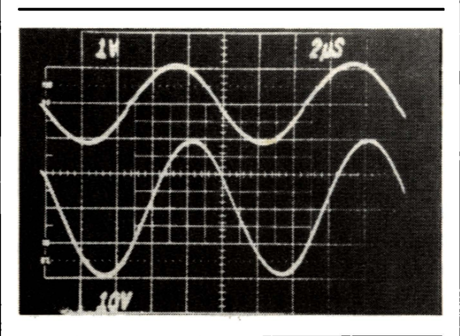


Fig. 5 b. – Réponse à une onde sinusoïdale de 100 kHz.

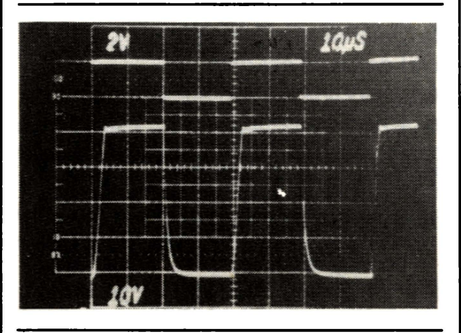


Fig. 5 d. – Réponse à une onde carrée de 25 kHz.

Alimentation

Une simple alimentation convenant pour un ampli de classe AB est illustrée par la **figure 4**.

Les condensateurs de découplage de 2 200 µF permettent une ondulation résiduelle de 5 V crête-à-crête à pleine charge.

Performances résumées

En utilisant une paire complémentaire Hexfet, IRF 532 et IRF 9532, et une alimentation de ± 30 V, les performances suivantes peuvent être obtenues.

– Puissance de sortie maximum efficace

60 W sur 4 Ω,
32 W sur 8 Ω.

– Bande passante

De 15 Hz à 100 kHz à ± 1 dB.

– Distorsion harmonique totale à 1 kHz

0,15 % à 60 W sur 4 Ω,
0,08 % à 32 W sur 8 Ω.

– Gain en tension

Ajustable de 100 à 200.

La **figure 5** illustre la réponse de l'amplificateur à un signal d'entrée sinusoïdal de 1 kHz et 100 kHz, ainsi qu'à une onde carrée de 1 kHz et 25 kHz. **J.-M. Seillon**



Un « compteur d'informations » numérique

Application originale des circuits « PAL »

Cette étude décrit le principe de réalisation d'un multicompteur d'octets, ou de mots, de capacité 4 X 1 024 bits à partir de quatre lignes synchrones ou asynchrones associées à un processeur. Des circuits intégrés spéciaux de type « PAL » : compteurs programmables, combinatoires, et des fonctions électroniques logiques en technologie « Fast-TTL » y sont employés.

Principe du multicomptage d'informations

On doit, dans le cas d'une transmission ou réception d'information sur une ligne, connaître à tout moment la quantité d'information (octet ou mot) reçue.

L'utilisateur exploite cette information quantitative afin de gérer ultérieurement un protocole d'intervention et d'acquitter certaines fonctions.

L'architecture partielle est reproduite sur le schéma de la **figure 1**.

L'information en provenance des lignes transite par un interface ligne d'entrée. Puis elle est dirigée grâce à un processeur frontal vers le bus général, pour être traitée par un processeur central.

L'information ou les paquets d'information traités peuvent être classés en deux catégories :

– les informations émises sur les lignes,

– les informations reçues sur les lignes.

Un examen rapide s'impose.

– **Informations émises :** le nombre d'informations est connu dans le cas d'une transmission. Le processeur esclave ou le circuit DMA (« Direct Memory Access ») pilote l'émission des données. Un registre provisoire connexe à la fonction transmission est initialisé avec la quantité d'information à émettre.

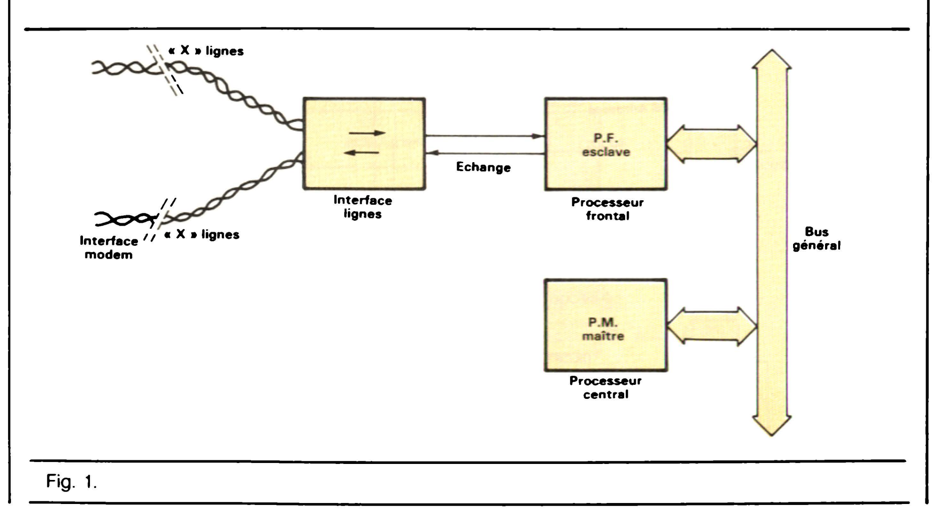


Fig. 1.

– **Informations reçues :** le nombre d'informations reçues est en principe indéterminé. Les informations sont reçues séquentiellement. Néanmoins, suivant la norme (V24, V28, V35, X25...), la trame est fixée avec un nombre maximum de caractères.

Nous allons examiner comment compter le nombre de données reçues des lignes. Nous verrons que la présente réalisation permet de **compter le nombre** d'informations (octet ou mot) reçues depuis quatre lignes extérieures, puis, éventuellement, de transférer les valeurs vers des registres utilitaires où elles seront lues ultérieurement au fur et à mesure des traitements.

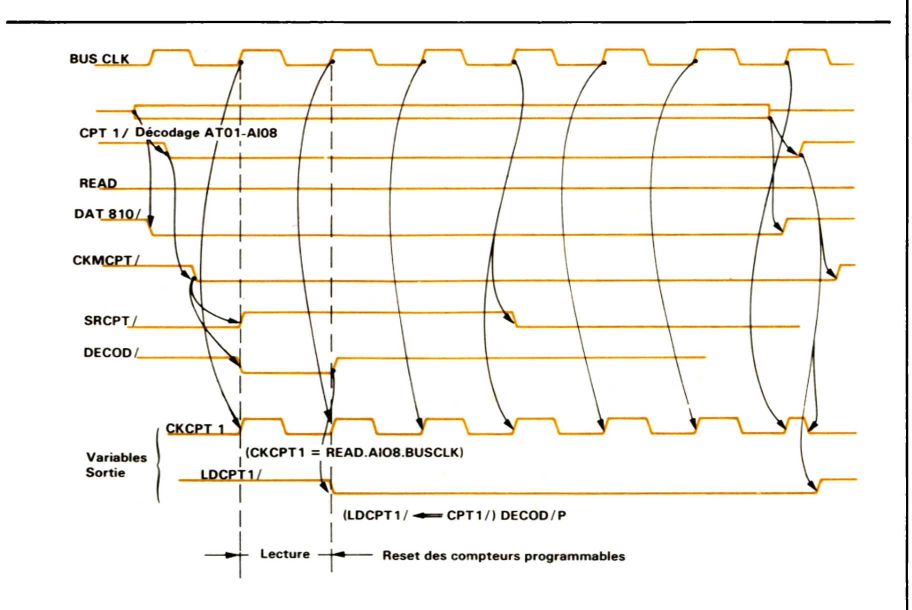


Fig. 2.

Organigramme du compteur d'informations

Afin de faciliter la réalisation, nous avons décomposé la fonction à obtenir en un certain nombre de fonctionnalités principales se déduisant les unes des autres.

Un périphérique externe indique la présence d'une donnée lue en réception.

Les fonctions de base qu'il faudra assurer sont les suivantes :

– comptage du nombre d'informations,
– stockage de l'information,
– lecture et transfert puis remise à zéro des compteurs.

Le comptage du nombre d'information

Le choix matériel du compteur de base est fonction de la quantité maximale d'informations à compter.

On se fixe une valeur maximale de 1 024 bits par trame. Soit :

2^N = 1 024 bits
N = 10 bits

L'utilisation d'un compteur préprogrammé type 20 X 10 (type similaire 74LS491) répond à notre problème.

Il comporte quatre séquences de base : comptage et/ou maintien, état « tri-state » permettant de l'interfacer sur un bus, commande de « reset » externe.

Trois signaux utilitaires sont utilisés :

– CPTI/ : validation des états en sortie.
– CKCPTI : horloge d'entrée pour incrémentation du compteur,
– LDCPTI/ : entrée chargement du compteur,

I étant l'indice de la ligne de réception.

Le fonctionnement du compteur est régi par le **tableau 1** ci-dessous.

LDCPTI/	CKCPTI	SET	CPTI/	
7	1	10	13	N° des broches
H	H	L	H	comptage
L	X	X	H	chargement
H	X	L	L	lecture

Tableau 1.

La programmation du PAL 10 bits, conformément aux équations de fonctionnement et à la table des fusibles (sur système *Data I/O)*, permet un emploi simple de ce circuit.

Il est employé en compteur avec chargement à zéro. Enfin, il est connecté directement en sortie sur le bus général afin de lire son contenu.

Les quatre lignes seront équipées d'un compteur.

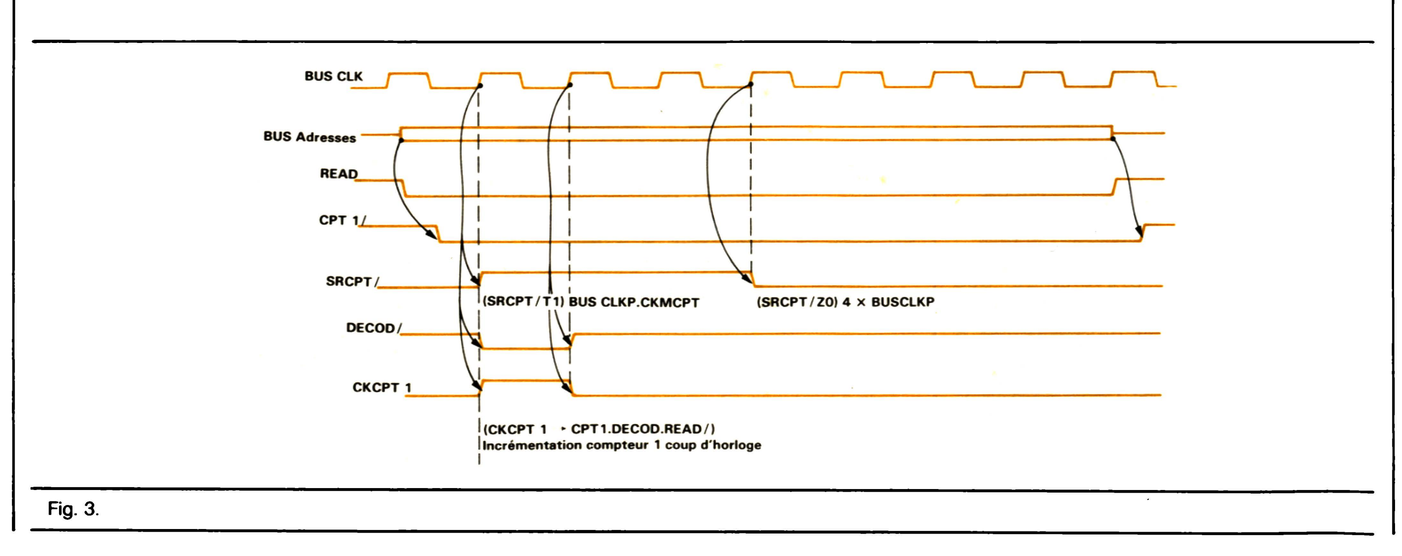


Fig. 3.

L'organe de commande des compteurs

La gestion des différentes horloges des compteurs pour les cycles de lecture et d'écriture est réalisée par un PAL de type combinatoire référencé 10H8.

Deux cycles de fonctionnement sont nécessaires pour le signal d'horloge. Le cycle de comptage est représenté sur la **figure 2,** le cycle de lecture et de « reset » après lecture, sur la **figure 3.**

Ces cycles sont associés à la commande des compteurs principaux.

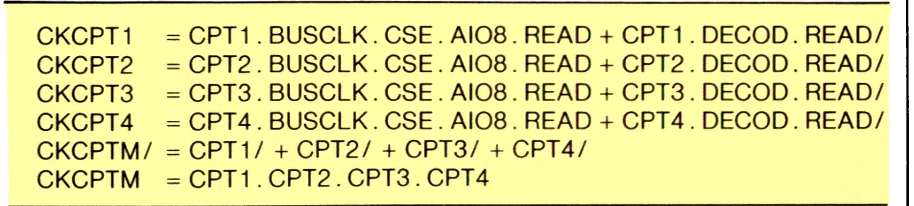
A chaque lecture des compteurs, le contenu est transféré sur le bus général puis vers un registre auxiliaire. A chaque lecture, il est remis à zéro.

Les équations du PAL déduites des séquences sont celles du **tableau 2.**

La programmation est réalisée sur *Data I/O* à partir de la matrice des fusibles du circuit HAL (PAL) 10H8.

Afin d'assurer un fonctionnement correct de l'ensemble compteur, le bit d'adresse AIO8 (mémorisé lors d'un cycle complet) est associé aux équations.

Un seul PAL est nécessaire à la commande des 4 compteurs programmés 20 X 10.



CKCPT1	= CPT1 . BUSCLK . CSE . AIO8 . READ + CPT1 . DECOD . READ/
CKCPT2	= CPT2 . BUSCLK . CSE . AIO8 . READ + CPT2 . DECOD . READ/
CKCPT3	= CPT3 . BUSCLK . CSE . AIO8 . READ + CPT3 . DECOD . READ/
CKCPT4	= CPT4 . BUSCLK . CSE . AIO8 . READ + CPT4 . DECOD . READ/
CKCPTM/	= CPT1/ + CPT2/ + CPT3/ + CPT4/
CKCPTM	= CPT1 . CPT2 . CPT3 . CPT4

Tableau 2.

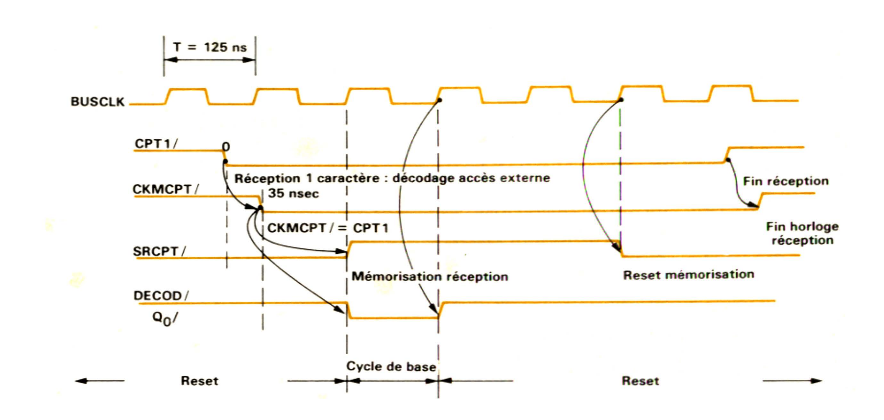


Fig. 4.

Le cycle de base

Le fonctionnement asynchrone des informations d'entrée à partir des décodages d'adresse (non représenté) nécessite d'établir un cycle de base. On génère une fonction de base lors de l'écriture ou de la lecture des compteurs.

Cette fonction spécifique est réalisée au moyen d'un registre à décalage quatre états : un 74F194 en logique « FAST », auquel est associé un décodage d'état obtenu par une fonction logique supplémentaire.

Les séquences obtenues sont :

– CPT1/ (présence d'une information

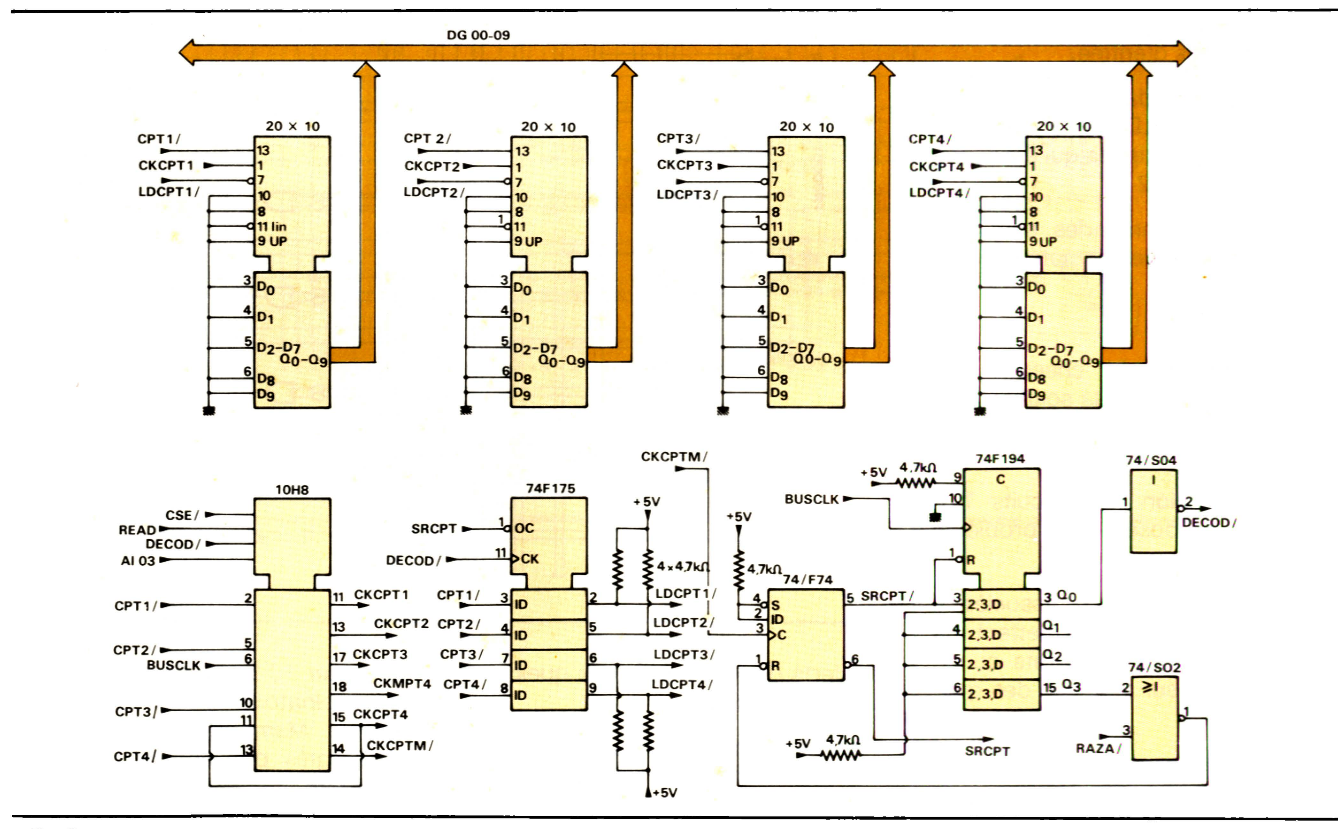


Fig. 5.



ligne 1) : reçu par la logique. Cette commande est en même temps envoyée vers les compteurs.

– CKCPTM/ (présence d'une information sur ligne) : elle informe la logique d'une demande de lecture ou d'écriture.

– SRCPT/ (réception, présence d'un caractère mémorisé) : elle mémorise l'arrivée d'un caractère ou une demande de lecture. Elle autorise le fonctionnement du registre à décalage.

– DECOD/(présence d'un cycle) d'une durée de 125 ns.

La gestion des lectures/écritures des données est une caractéristique intéressante. Elle opère comme suit.

Lors de la réception d'un caractère sur une ligne, l'information est mémorisée. Un registre à décalage assure un cycle de base de 125 ns. Ce cycle déclenche la progression du compteur, dans le cas d'une écriture, ou la lecture du compteur puis le « RESET » dans le cas d'une lecture du nombre de caractères reçus sur la ligne.

Les séquences sont représentées sur la **figure 4.**

Le cycle de « RESET » après lecture

Ce cycle, qui prolonge le cycle de base en lecture, est réalisé au moyen d'une bascule 74F175 sur chacune des quatre voies d'entrée.

A la fin du décodage, la commande du registre valide LDCPT1/ jusqu'à la terminaison du cycle, ce qui est représenté sur la **figure 2.**

Toutes les commandes sont dirigées vers chacun des compteurs.

Réalisation

Après avoir étudié chacune des étapes de conception, la solution proposée reprend le synoptique de la **figure 5.**

L'interconnexion des circuits TTL et des PAL ne pose aucun problème particulier.

Les signaux d'entrée associés à une routine logicielle permettent de connaître le nombre d'octets ou de mots transférés sur chacune des quatre lignes.

Le processeur esclave contrôle la réception des signaux de ligne puis vient lire le contenu des compteurs et met à zéro les compteurs entre deux transferts de trame sur l'une quelconque des lignes.

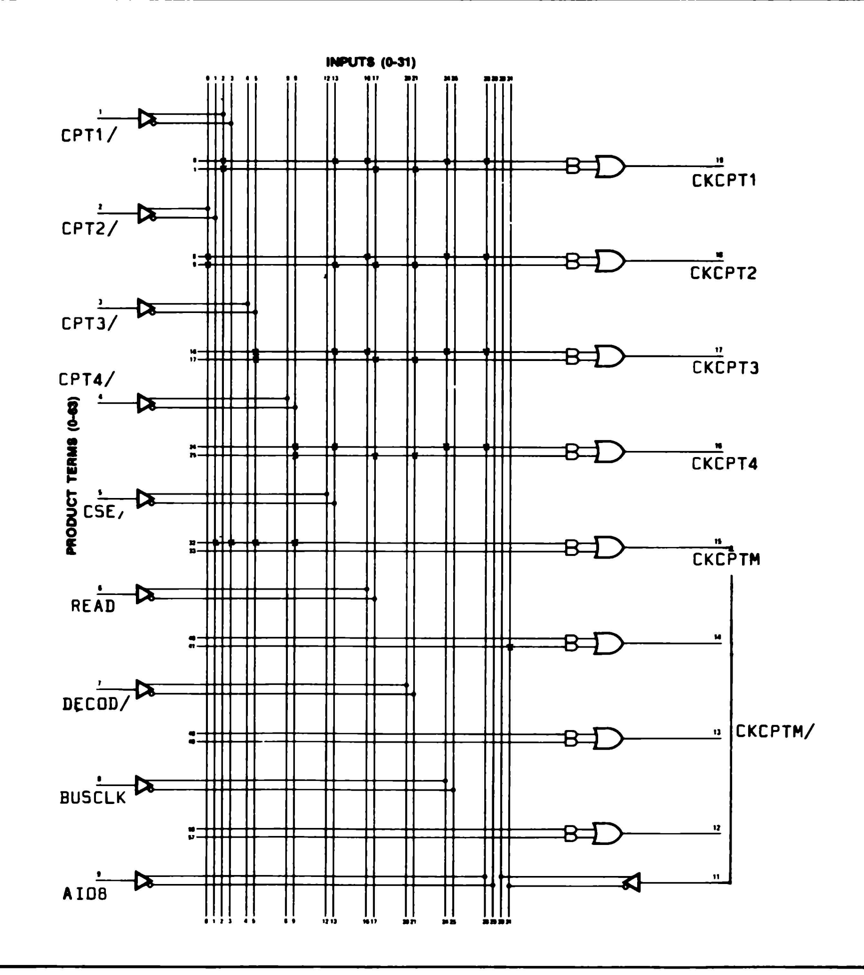
Un « dictionnaire » des signaux mis en cause dans cette étude est par ailleurs donné en annexe.

Les « PAL » utilisés : 20 X 10 – compteur 10 bits – et 10H8 – logique combinatoire –, sont de marque *Monolithic Memories.* Les autres circuits intégrés proviennent de *Texas Instruments.*

A. Carlier

Dictionnaire des signaux

RAZA/	RESET du registre à décalage
AIO8	bit d'adresse 8
BUSCLK	horloge de base 8 MHz période 125 ns
DECOD/	décodage du cycle d'accès
READ	signal de lecture/écriture
CSE	chip select externe
CKMCPT	horloge de commande
CPT1	décodage ligne 1 validé
CPT2	décodage ligne 2 validé
CPT3	décodage ligne 3 validé
CPT4	décodage ligne 4 validé
SRCPT/	RESET début et fin de cycle
CKCPT1	horloge compteur d'information 1
CKCPT2	horloge compteur d'information 2
CKCPT3	horloge compteur d'information 3
CKCPT4	horloge compteur d'information 4
LDCPT1/	lecture compteur d'information 1
LDCPT2/	lecture compteur d'information 2
LDCPT3/	lecture compteur d'information 3
LDCPT4/	lecture compteur d'information 4



CKCPT1

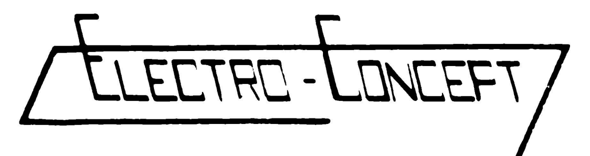
INPUTS (0-39)

PRODUCT TERMS (0-79)

LDCPT1

CPT1/

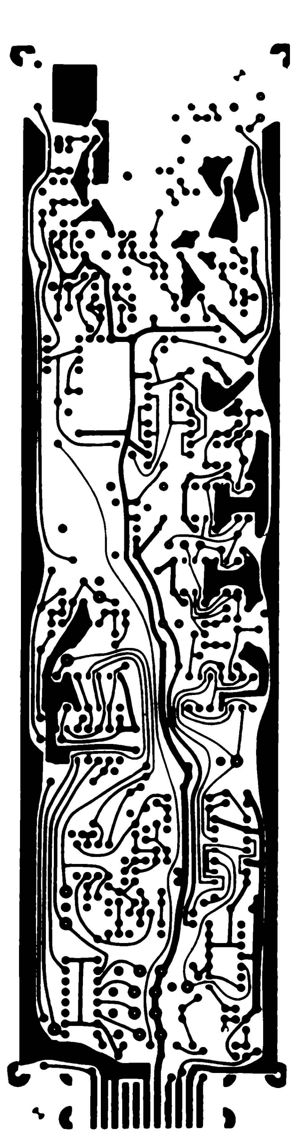
Annexe 1 – Ci-contre : diagramme logique du « HAL 10H8 ».
Annexe 2 – Ci-dessus : diagramme logique du « PAL 20 X 10 ».
Les « points de croix » correspondent aux interruptions effectuées dans la matrice des fusibles.
(Docs Monolithic Memories.)



CONCEPTION ET FABRICATION
DE CABLAGES ELECTRONIQUE

45 personnes sur 1 000 m² couvert à votre service à 60 mn de Paris

Proto classique 48 heures.
Proto métallisé 6 jours.





Fabrication industrielle et professionnelle de tout circuits imprimés simple face, double face, classique et à liaisons par trous métallisés. (Méthode Pattern uniquement)

25, route d'Orléans, 45610 CHAINGY
Tél. : (38) 88.86.67 lignes groupées.
SERVICE-LECTEURS N° 8

Distributeurs doseurs

Produits de viscosité moyenne

Liquides et solvants

Pâtes visqueuses

Également dans notre gamme les colles époxides, les colles à polymérisation UV et les sources de lumière UV

épotecny

10 impasse Latécoère 78140 Vélizy
Tél. (3) 946 69 34 Télex EPOTECN 693
SERVICE-LECTEURS N° 9



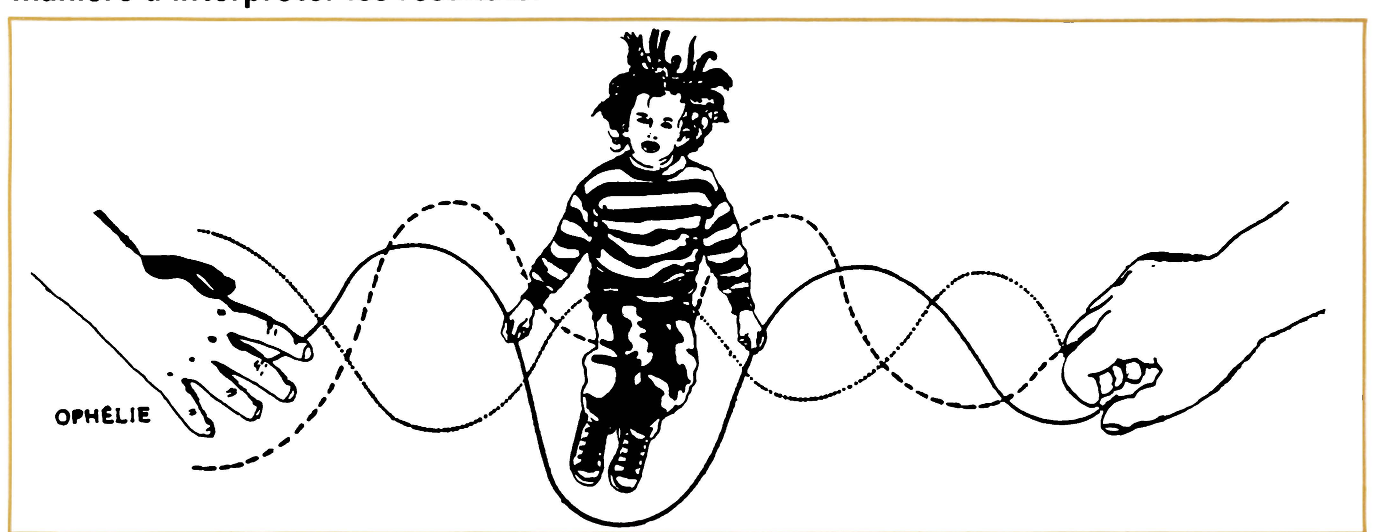
La spectrométrie d'impulsions et ses applications

Les éléments que l'on trouve dans la nature peuvent être dans un état stable ou instable ; dans ce dernier cas, ils sont dits radioactifs et émettent diverses particules, telles α, β ou γ.

Une des caractéristiques importantes de celles-ci se rapporte à leurs énergies ; en effet, chaque radioélément est défini par le type de particule qu'il émet et par l'énergie avec laquelle celle-ci quitte le noyau.

La mesure de cette énergie est de la plus haute importance et peut être effectuée de différentes manières. Une méthode consiste à utiliser un détecteur qui fournit, quand un rayonnement nucléaire le traverse, un signal électrique dont l'amplitude est proportionnelle à son énergie. Il suffira ensuite de trier les impulsions électriques en fonction de leurs amplitudes pour avoir des renseignements sur l'énergie des particules ayant engendré ce type de signal.

Cet article étudie la configuration de l'électronique associée au détecteur et la manière d'interpréter les résultats.





Rappels sur l'énergie nucléaire

Masse et énergie d'une particule

Examinons maintenant deux caractéristiques importantes d'une particule nucléaire, à savoir sa masse et son énergie.

Nous introduisons ici le terme de masse, car si, en physique classique, elle est considérée comme une constante, il n'en est plus de même en physique nucléaire, où elle n'est plus une grandeur immuable.

En effet, considérons une particule de masse m_0 au repos. Il est possible, grâce à un potentiel électrique, de l'accélérer et d'étudier comment varie sa masse en fonction de ce potentiel d'accélération, et donc de sa vitesse **(fig. 1)**. On constate que, pour des vitesses faibles, la masse est sensiblement constante, tandis qu'elle augmente pour des vitesses élevées, le rapport m/m_0 devenant supérieur à l'unité. Pour de grandes vitesses, la courbe tend vers une asymptote, comme si la masse tendait vers l'infini.

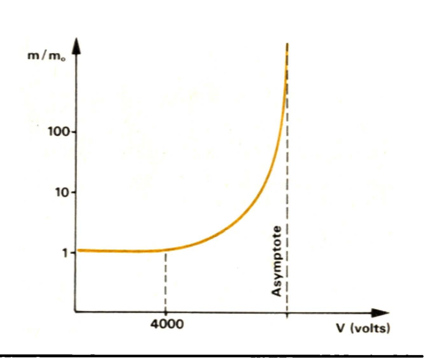


Fig. 1.

Au contraire de la mécanique rationnelle où la masse est une constante (car dans ce domaine les vitesses sont faibles), il faut, dans le cas de corpuscules de grandes célérités, tenir compte d'une différence de masse par rapport à celles au repos.

Ceci a conduit *Einstein* à introduire la mécanique relativiste, où il tient compte de cette réalité en posant la relation suivante :

$$\frac{m}{m_0} = \frac{1}{\sqrt{1-(v/c)^2}}$$

dans laquelle :

m_0 = masse de la particule au repos
m = masse de la particule à une certaine vitesse
v = vitesse de la particule
c = vitesse de la lumière.

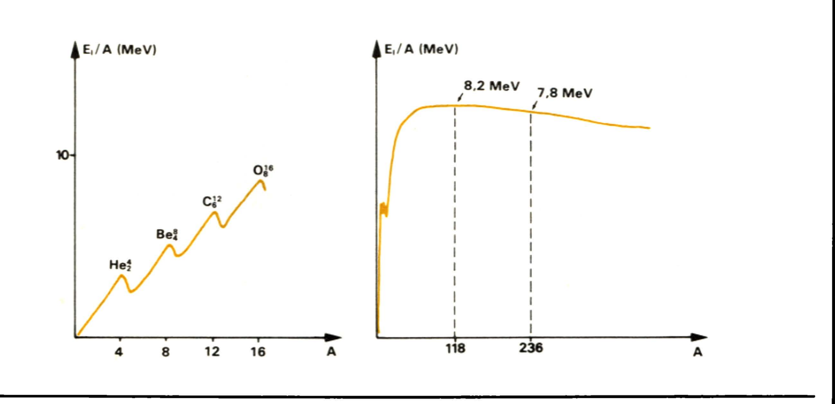


Fig. 2.

Dans le domaine non relativiste, l'énergie d'une particule est donnée par :

$E = mv^2/2 = eV$ (énergie cinétique)
avec :

E = énergie cinétique de la particule en électron-volt
m = masse de la particule
v = vitesse de la particule
e = charge de la particule
V = potentiel d'accélération

tandis que dans le domaine relativiste, elle est donnée par :

$E = (m - m_0)\,c^2$
$= eV$ (énergie cinétique)

avec :

E = énergie cinétique de la particule en électron-volt
m = masse en mouvement
m_0 = masse au repos
c = vitesse de la lumière.

On peut aussi écrire que :

$$E = \Delta mc^2, \text{ avec } m = \frac{m_0}{\sqrt{1-(v/c)^2}}$$

où Δm est la variation de la masse de la particule quand elle a acquis une certaine vitesse.

Une constation importante peut être déduite de la relation suivante :

$$E = (m - m_0)\,c^2 = mc^2 - m_0c^2$$

Chacun de ces termes devant avoir les dimensions d'une énergie, on en déduit qu'un corps au repos a une énergie équivalente à m_0c^2. On a donc une équivalence entre masse et énergie, et si, par un procédé physique quelconque, on faisait disparaître cette masse, il y aurait émission d'une énergie équivalente à m_0c^2, et émise sous forme de rayonnement par exemple. Ce fait est vérifié par l'expérience puisqu'un électron positif peut se combiner avec un électron négatif avec disparition totale des masses, et apparition d'une énergie rayonnante de 2 m_0c^2.

On écrit souvent la relation sous la forme suivante :

$$mc^2 = E + m_0c^2$$

où :

mc^2 = l'énergie totale
E = l'énergie cinétique de la particule
m_0c^2 = l'énergie équivalente à la masse au repos

Remarquons ici que dans tout processus physique, l'énergie totale se conserve ; elle est donc identique avant et après le phénomène.

Notons que cette théorie n'a de sens que pour les corpuscules ultimes de la matière, c'est-à-dire pour des particules de masses faibles et dont la vitesse avoisine celle de la lumière. C'est le cas pour les particules β et γ qui sont relativistes, tandis que la particule α, plus lourde, peut être traitée par la théorie non relativiste.

Pour les lois macroscopiques, les corpuscules sont lourds et, de ce fait, ont une vitesse moindre ; la variation de masse est extrêmement faible et on peut la considérer comme nulle.

Energie de liaison

Un autre point important est l'énergie de liaison des particules à l'intérieur du noyau. Ce dernier, composé de neutrons et de protons, forme un édifice ayant une structure jointive et possédant une cohésion. Cette dernière n'est pas évidente car, à l'intérieur du noyau, il existe des forces qui tendent à empêcher cet édifice de former un tout. Il y a d'une part les « forces de répulsion coulombiennes » entre les protons, qui sont proportionnelles à un facteur « $1/d^2$ », où « d » est la distance entre protons.

Cette dernière étant faible, ces forces sont élevées. D'autre part, il existe aussi des « forces d'attraction newtoniennes » qui sont très faibles.

L'effort de répulsion est donc prépondérant, et malgré cela, le système possède une cohésion. Il faut donc qu'il y ait certaines forces qui l'assurent, et à cela correspond une certaine « énergie de liaison ».

Ce concept se comprend aisément par les considérations suivantes : un nuclide « R » est caractérisé par son nombre de protons (Z), et par son nombre de masses (A) qui est la somme des protons et des neutrons. On le représente par : R_Z^A

Considérons Z protons et (A-Z) neutrons, tous au repos et éloignés les uns des autres. Un tel système a une énergie totale égale à l'énergie équivalente aux masses aux repos :

$$(A - Z)\, m_n c^2 + Z m_p c^2 \qquad [1]$$

m_n et m_p sont les masses du neutron et du proton.

Formons maintenant avec ces corpuscules une entité dans un noyau ; celui-ci aura une masse $M_{Z,A}$ et une énergie équivalente à la masse au repos qui vaut :

$$M_{Z,A} c^2 \qquad [2]$$

Il est possible de mesurer que la relation [2] est de valeur plus faible que la relation [1]. Cette différence énergétique correspond à l'énergie de liaison « E_1 » du système :

$$E_1 = \left[(A - Z)m_n + Zm_p - M_{Z,A}\right]c^2$$

La **figure 2** montre comment varie l'énergie de liaison par nucléon en fonction du nombre de masses. On constate qu'elle augmente avec le nombre de masses, et qu'elle présente un maximum très aplati aux environs de A = 130.

Prenons l'exemple d'un noyau dont A = 236 ; à cela, correspond une énergie de liaison de 7,8 MeV par nucléon. L'énergie de liaison du système vaut donc :

$$E_1 = A \cdot 7{,}8 \text{ MeV}$$

Brisons ce noyau en deux morceaux de masse A = 118 ; l'énergie de liaison correspondante lue sur le graphique vaut 8,2 MeV par nucléon. L'énergie de liaison du système vaut à ce moment :

$$2 \cdot \frac{A}{2} \cdot 8{,}2 \text{ MeV}$$

L'énergie de liaison du système final est plus élevée que celle du système initial ; cette variation vaut :

$$\Delta E_1 = A(8{,}2 - 7{,}8) \text{ MeV}$$

Comme dans tout processus physique, il y a conservation de l'énergie totale ; il faut qu'à cette augmentation de l'énergie de liaison corresponde une diminution de masse, et de ce fait il doit y avoir apparition d'une énergie $E = \Delta mc^2$. C'est le phénomène de fission.

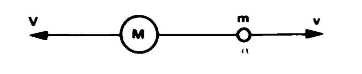


Fig. 3.

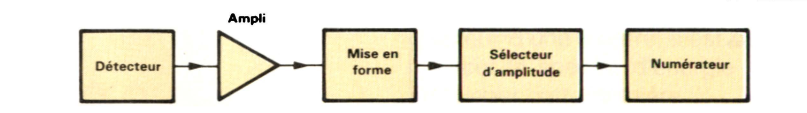


Fig. 5.

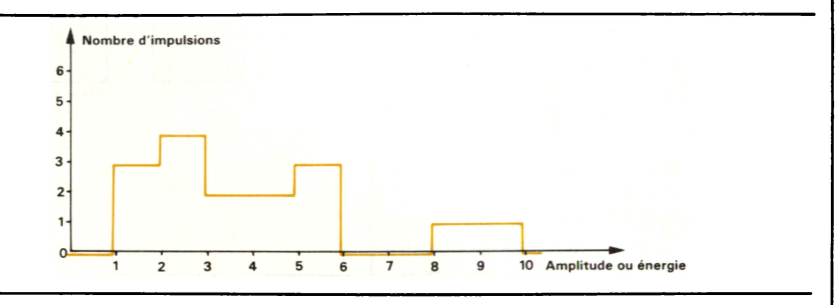


Fig. 6.

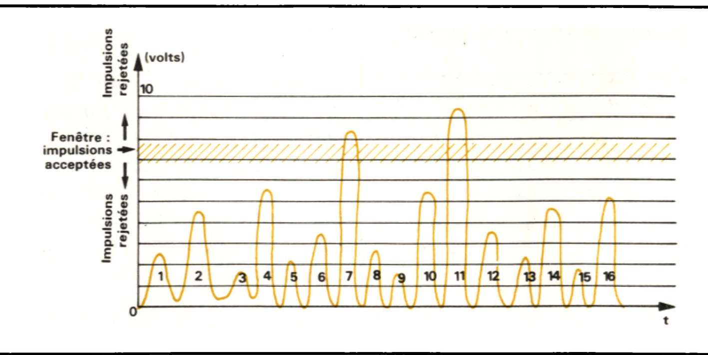


Fig. 4.

Energie de désintégration

Un dernier point à considérer est l'énergie de désintégration. Pour expliciter cette théorie, prenons l'exemple d'un noyau au repos qui émet une particule α **(fig. 3)**. Cette dernière, de masse « m », est émise avec une vitesse « v », tandis que le noyau résiduel recule avec une vitesse « V ».

La particule « α » étant non relativiste, l'énergie est donnée par la formule classique :

$$E_\alpha = mv^2/2$$
$$E_R = MV^2/2$$

E_α et E_R représentent l'énergie de la particule α et l'énergie de recul du noyau. On appelle énergie de désintégration « E_d » l'énergie définie par la relation suivante :

$$E_d = E_\alpha + E_R$$

On peut aussi exprimer cette énergie par :

$$E_d = E_\alpha (1 + m/M)$$

Nous pouvons donc connaître E_d par simple mesure de l'énergie de la particule α avec un détecteur adéquat.

Mesure de l'énergie des particules nucléaires

Spectrométrie d'impulsions

Nous avons déjà vu dans notre revue comment il était possible de détecter un rayonnement nucléaire. Rappelons succinctement quelques-unes des caractéristiques des moyens de détection existant aujourd'hui.

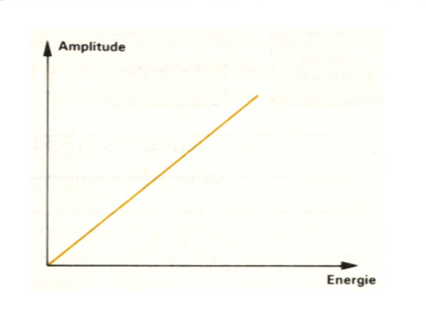


Fig. 7.

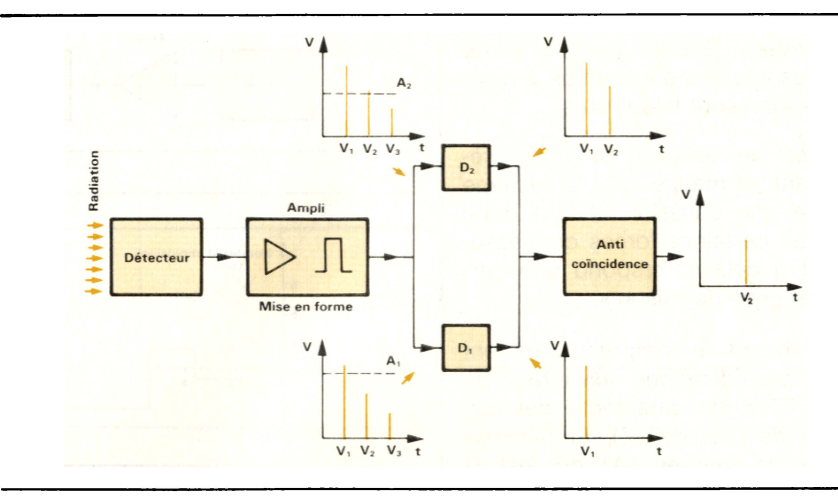


Fig. 8.

Il existe deux types de radiations nucléaires : d'une part celles constituées de particules matérielles chargées, et d'autre part celles constituées de particules électriquement neutres. Dans le premier cas, on trouve le rayonnement β constitué soit d'électrons positifs (positons), soit d'électrons négatifs, le proton, qui est un noyau d'hydrogène, et le rayonnement α, qui est composé d'un noyau d'hélium. Dans le deuxième cas, on trouve les rayonnements X et γ, ainsi que les neutrons thermiques et rapides.

Le principe de la détection repose sur le fait que, quand un rayonnement nucléaire traverse un milieu gazeux ou luminescent, il va produire au sein même de ce dernier des ionisations ou des excitations avec émission de lumière. Ce courant d'ionisation – ou cette émission de photons – peut être transformé en impulsions électriques ; de ce fait, chaque particule nucléaire traversant un milieu détecteur y produira un signal électrique qui sera envoyé vers une unité de traitement.

Comme détecteurs, citons la chambre d'ionisation, le compteur proportionnel, le compteur Geiger, le compteur à scintillation et le compteur à semi-conducteur.

Une caractéristique importante des détecteurs est que certains d'entre eux fournissent une impulsion électrique dont l'amplitude est proportionnelle à l'énergie de la particule incidente. C'est le cas, par exemple, pour les compteurs proportionnels et à scintillation.

Si l'on est en présence d'une source émettant des particules de différentes énergies, le signal de sortie du détecteur aura, après mise en forme, l'aspect de la **figure 4.** Il se compose d'une série d'impulsions d'amplitudes différentes, chacune de celles-ci correspondant à une particule d'énergie particulière.

Le problème est maintenant de déterminer le spectre d'énergie de la source, c'est-à-dire de déterminer le nombre de particules d'énergies données atteignant le détecteur en un certain temps. On utilisera pour cela un sélecteur d'amplitude.

L'analyseur monocanal

Le montage utilisé **(fig. 5)** est constitué d'un détecteur de radiations fournissant un signal électrique qui sera envoyé vers un sélecteur d'amplitude après avoir été amplifié et mis en forme. Le sélecteur d'amplitude est un dispositif à seuil ne laissant passer les impulsions que si elles ont une amplitude comprise entre un niveau inférieur et supérieur.

Toutes les impulsions plus « petites » que le niveau bas ou plus « grandes » que le niveau haut seront éliminées. La largeur de cette fenêtre est réglable par l'opérateur, qui peut également la déplacer sur toute l'amplitude du signal. Si l'on choisit une largeur de fenêtre de 1 V et que l'on déplace celle-ci volt par volt, on va pouvoir tracer le graphique de la **figure 6.** Quand la fenêtre est au niveau compris entre 1 et 2 V, seules les impulsions 3, 9 et 15 tombant dans cette bande vont sortir du sélecteur ;

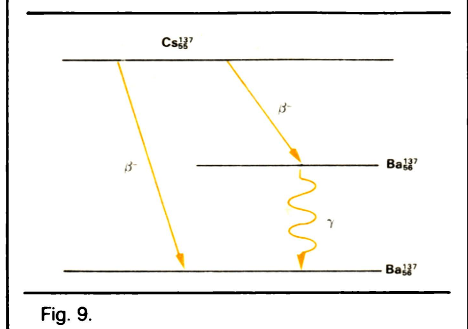


Fig. 9.

le numérateur va donc indiquer 3. La fenêtre est ensuite mise entre 2 et 3 V ; les impulsions 1, 5, 8 et 13 vont être numérisées. On peut maintenant reporter les résultats sur un graphique donnant le nombre d'impulsions enregistrées en fonction de l'amplitude de celles-ci.

Cette dernière étant proportionnelle à l'énergie des particules, l'axe d'amplitude peut donc être gradué en énergie ; le graphique donne ainsi le nombre de particules enregistrées pendant un certain temps en fonction de leurs énergies. On a donc bien relevé le spectre d'énergie de la source.

Il est évident que l'appareil nécessite un étalonnage pour savoir à quelle amplitude correspond une énergie donnée. Pour cela, on prend différentes sources émettant des particules d'énergie connue. Pour chacune d'elles, on relève la hauteur du pic à l'aide du sélecteur d'amplitude. Le report des résultats sur un graphique **(fig. 7)** va nous donner la droite d'étalonnage qui nous permettra de graduer l'axe d'amplitude de la **figure 6** en énergie.

En pratique, pour relever un spectre aussi proche que possible de la réalité, on choisira une largeur de fenêtre la plus petite possible (par exemple 0,1 V) et un temps de comptage le plus grand possible pour diminuer les erreurs statistiques.

La **figure 8** donne le schéma de principe utilisé pour réaliser une telle expérience.

Les impulsions issues du détecteur attaquent deux circuits à seuil D1 et D2 qui ne laissent passer que les impulsions d'amplitudes supérieures à un certain niveau (A1 et A2). Ces circuits sont par exemple des multivibrateurs de *Schmitt.* D1 ne laisse passer que l'impulsion V1 et D2 laisse passer

les impulsions V1 et V2. Ces signaux entrent ensuite dans un circuit d'anti-coïncidence qui a la propriété d'éliminer les signaux arrivant simultanément sur ses entrées. On retrouve donc l'impulsion V2 seule, dont l'amplitude tombait dans la fenêtre A1-A2, les autres ayant été éliminées.

Voyons maintenant à titre d'exemple comment se présente le spectre d'énergie d'une source de césium 137, dont le schéma de désintégration est donnée à la **figure 9**.

Il y a d'abord émission d'une particule β suivant la réaction :

$$Cs_{55}^{137} \rightarrow e_{-1}^{0} + Ba_{56}^{137}$$

Après cette émission, le barium formé est soit stable, soit dans un état énergétique instable. Dans ce cas, il émet un quantum γ d'énergie égale à 0,662 MeV pour aboutir à du barium stable. Si ce rayonnement γ tombe sur un détecteur adéquat, par exemple un cristal d'iodure de sodium, il va interagir avec les atomes du milieu suivant trois processus, à savoir l'effet photoélectrique, l'effet *Compton* et l'effet de paire.

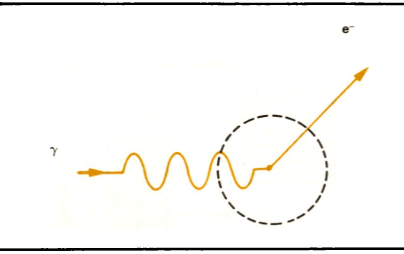


Fig. 10.

En ce qui concerne l'effet photoélectrique **(fig. 10)**, le rayonnement, d'énergie E_0, arrache un électron d'un atome du milieu. Cette particule est projetée avec une énergie $E = E_0$, tandis que le photon incident disparaît.

L'effet *Compton* **(fig.11)** provoque lui aussi l'arrachement d'un électron à un atome du milieu, mais le photon incident d'énergie E_0 ne disparaît pas ; il est dévié de sa trajectoire. L'énergie E_1 « emportée » par l'électron s'étend depuis zéro jusqu'à une valeur maximum donnée par la relation suivante :

$$E_{max} = \frac{E_0}{1 + \frac{m_0 C^2}{2 E_0}}$$

avec : m_0 = masse de l'électron au repos ; c = vitesse de la lumière.

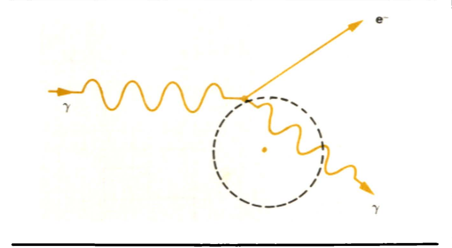


Fig. 11.

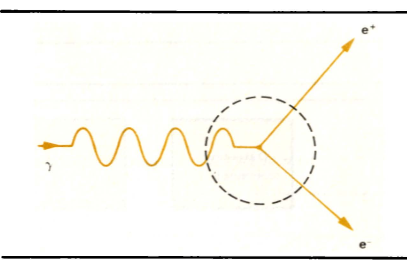


Fig. 12.

La différence d'énergie $E_0 - E_1$ est emportée par le photon de sortie.

Dans le dernier cas, c'est-à-dire l'effet de paire **(fig. 12)**, le photon incident d'énergie E_0 interagit avec le champ coulombien du noyau ; il disparaît et il y a création d'une paire électron-positon dont l'énergie globale vaut :

$$E = E_0 - 1{,}022 \text{ MeV}$$

Ce processus n'aura lieu que pour des photons d'énergie supérieure à 1,022 MeV.

Un rayonnement γ tombant sur un détecteur va donc engendrer des impulsions électriques de différentes amplitudes correspondant aux différents modes d'interactions.

En attaquant un discriminateur avec ces impulsions, et en comptant le nombre de celles qui arrivent à l'intérieur d'une fenêtre, il est possible de tracer le spectre d'énergie en faisant voyager cette dernière.

Le **tableau 1** donne le nombre d'impulsions qui, par minute, tombent à l'intérieur d'une fenêtre dont la largeur vaut 0,2 V ; le niveau bas de cette dernière explorera la plage de 0 à 10 V. La source est ici du césium 137 et son spectre d'énergie est montré à la **figure 13.**

On constate l'existence d'un pic important situé à 8,7 V ; c'est le pic photoélectrique dont l'énergie donnée dans les tables est de 0,662 MeV. A partir de cette valeur, l'axe horizontal peut être gradué en énergie. Nous

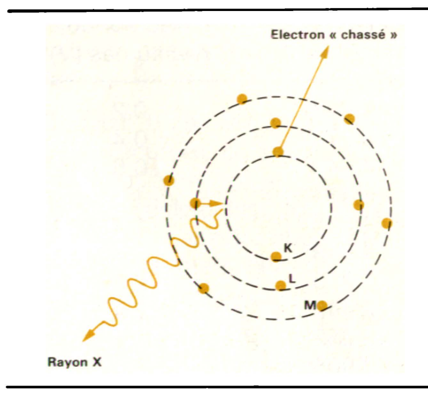


Fig. 14.

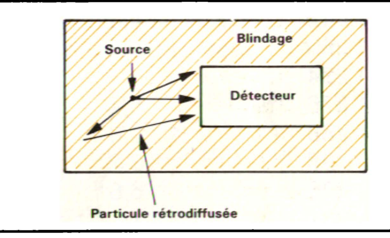


Fig. 15.

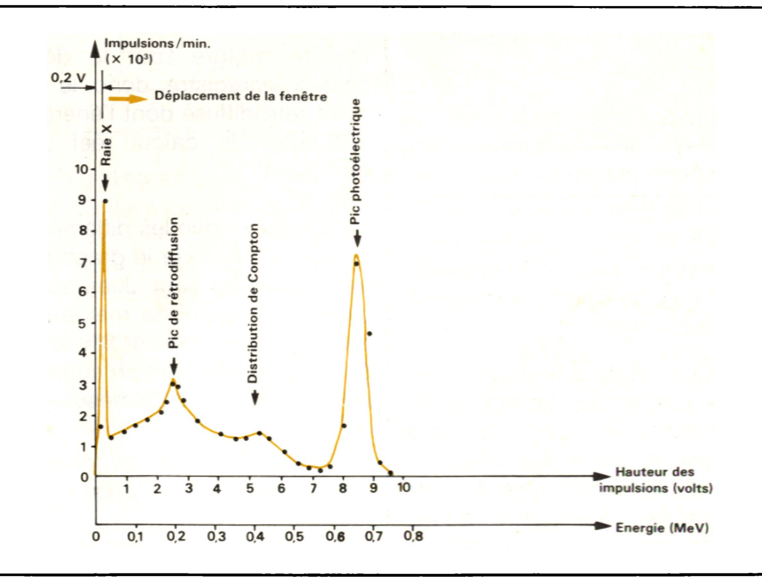


Fig. 13.

constatons également un autre pic important situé à 30,2 keV (0,4 V) ; il correspond à la raie « X » du césium. L'énergie réelle de ce pic donnée dans les tables est de 32 keV. L'explication de l'existence de cette raie est que le barium instable revient dans un état énergétique stable principalement par émission d'un rayonnement γ ; mais cet excès d'énergie peut aussi être cédé à un électron de la couche « K » **(fig. 14)**, qui se trouve ainsi éjecté de l'atome. A partir de ce moment, un électron de la couche « L » vient se placer sur la couche « K », et ce passage d'un électron d'une couche à l'autre se fait avec émission d'un rayon « X » d'énergie égale à 32 keV.

Impulsions minute	Hauteur du niveau bas (V)
1 607	0,2
8 973	0,4
1 240	0,6
1 454	1
1 595	1,4
1 819	1,8
1 995	2,2
2 448	2,4
3 052	2,6
2 906	2,8
2 405	3
1 783	3,4
1 614	3,8
1 447	4,2
1 263	4,6
1 284	5
1 376	5,4
1 288	5,8
798	6,2
376	6,6
232	7
208	7,4
272	7,8
1 564	8,2
6 978	8,6
4 758	9
407	9,4
53	9,8

Tableau 1. – Relevé du spectre du Cs137.

Après cette raie, on trouve la distribution continue des électrons de *Compton* jusqu'au pic photoélectrique.

Un dernier point à expliquer au sujet de ce spectre est l'existence du pic de rétrodiffusion. En effet, une partie du rayonnement **(fig. 15)** émis par la source atteint le détecteur et une autre partie s'échappe vers l'arrière ; néanmoins, ces particules peuvent être rétrodiffusées vers l'avant (par le blindage par exemple), et atteindre malgré tout le détecteur ; celui-ci enregistre donc le rayonnement rétrodiffusé dont l'énergie est de 196 keV. Un calcul réel donnerait 184,9 keV.

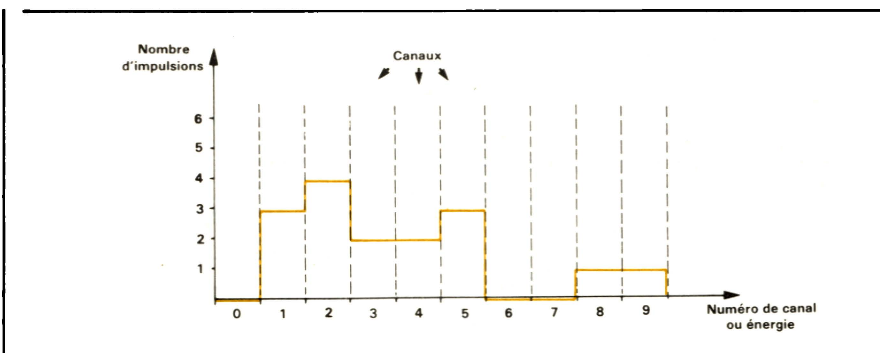


Fig. 16.

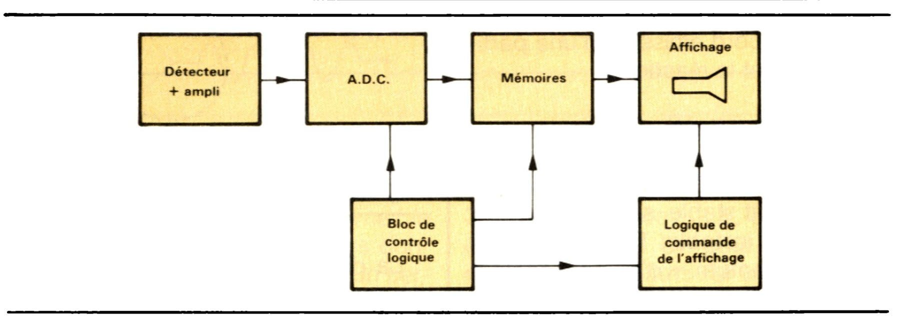


Fig. 17.

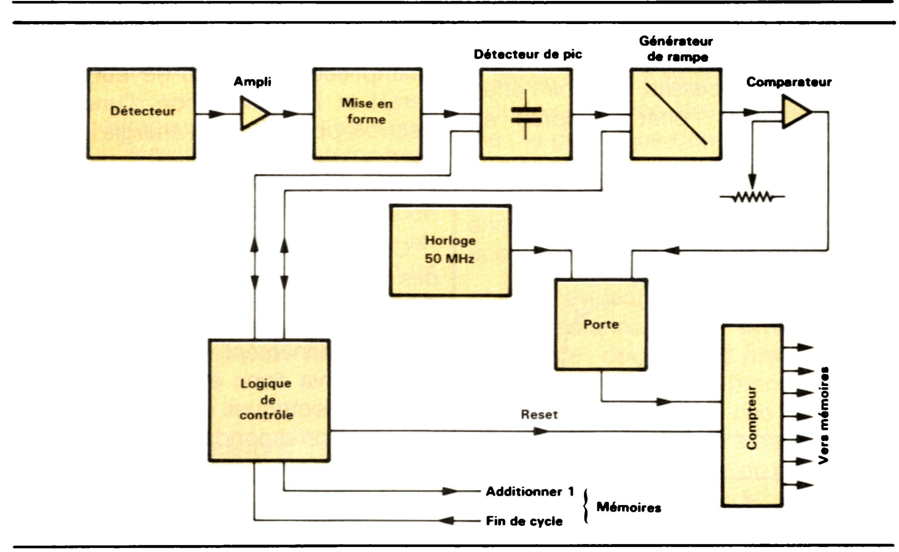


Fig. 18.

Notons ici que les différences entre les valeurs lues sur le graphique et les valeurs réelles sont dues aux erreurs expérimentales. Une meilleure exactitude sera obtenue en diminuant la largeur de la fenêtre et en augmentant le nombre de points de mesures.

L'intérêt pratique de telles mesures est d'ordre qualitatif et quantitatif.

En effet, si l'on est en présence d'une source inconnue, on peut relever son spectre d'énergie, ou du moins relever la position du pic photoélectrique. Celle-ci correspond à une énergie qui, comme nous l'avons vu, est celle du « quanta γ » émis par la source. A partir de là, on peut vérifier dans des tables à quel type de source correspond ce rayonnement d'énergie déterminée.

On peut aussi comparer la position du pic photoélectrique de la source inconnue par rapport au même pic de différentes sources connues. On arrivera ainsi par comparaison à nommer la source inconnue.

D'autre part, la surface du pic photoélectrique est proportionnelle à l'activité de la source ; il faut bien entendu tenir compte de divers facteurs influençant la mesure. C'est le cas par

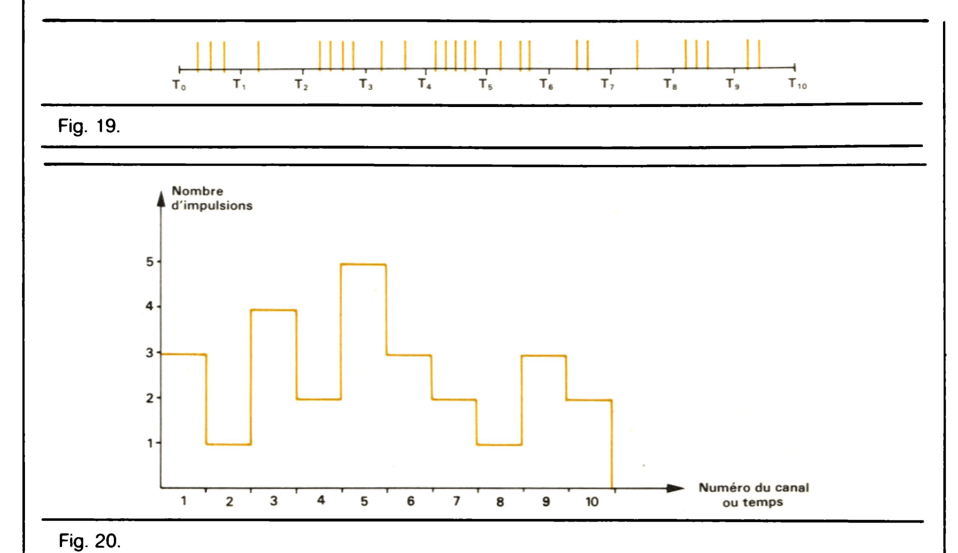


Fig. 19.

Fig. 20.

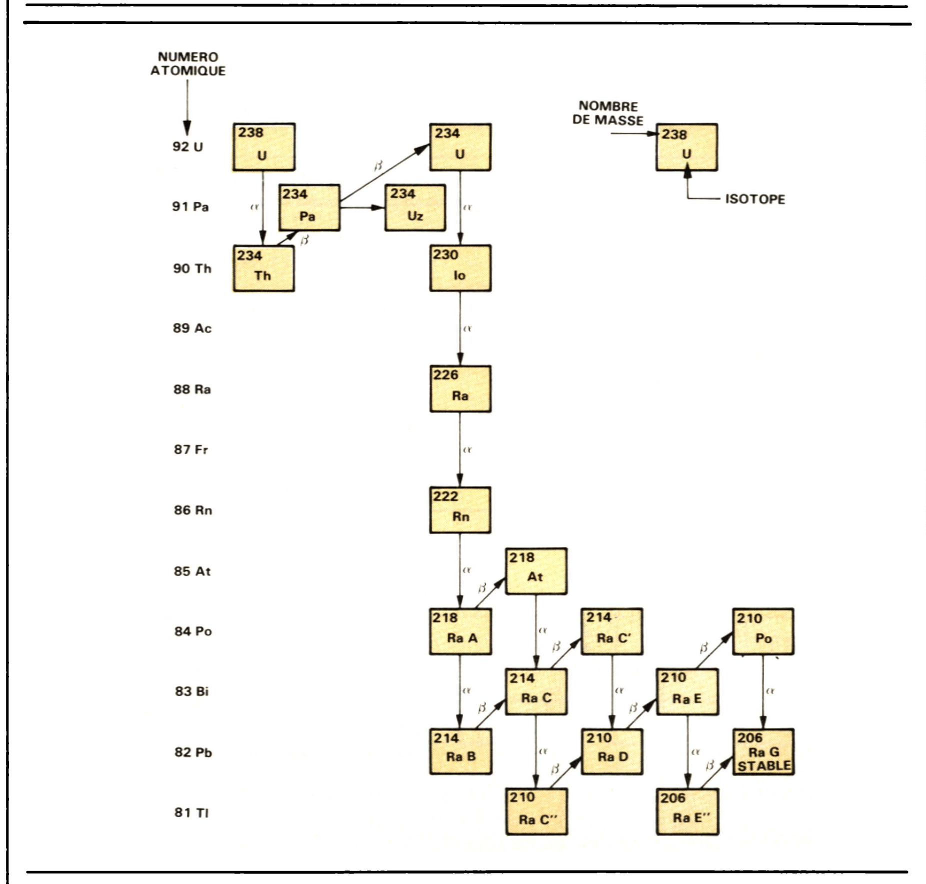


Fig. 21.

exemple du bruit de fond, puisque sans source, le compteur va malgré tout enregistrer un certain nombre d'impulsions dues à la radioactivité naturelle.

Le temps mort de l'installation de comptage influence aussi la mesure ; en effet, quand le détecteur et l'électronique associée enregistrent une impulsion, il faut un certain temps pour que l'ensemble revienne à l'état initial, temps pendant lequel aucune impulsion ne sera comptée. Dès lors, il faut intégrer cette perte de comptage dans les résultats.

Entre également en ligne de compte un facteur géométrique, puisque la source émet dans toutes les directions et que le détecteur est placé dans un certain angle solide.

Le rendement du détecteur influence aussi la mesure, puisque tous les corpuscules traversant ce dernier ne donnent pas lieu à une impulsion électrique.

Compte tenu de ces facteurs, on appliquera un coefficient de proportionnalité au calcul de la surface du pic photoélectrique pour connaître l'activité de la source.

Analyseur multi-canaux

Si l'intérêt pratique d'un spectromètre mono-canal n'est plus à démontrer, il présente néanmoins certains inconvénients, dont l'un est justement le fait qu'il ne possède qu'une seule fenêtre qui sera déplacée par un opérateur.

Si les impulsions s'étalent sur une hauteur de 10 V et que l'on choisit une largeur de canal de 0,1 V, on voit immédiatement le nombre élevé de mesures qu'il est nécessaire d'effectuer pour relever le spectre avec une bonne précision. De plus, pour chaque position de la fenêtre, il faut en moyenne compter le nombre d'impulsions pendant au moins une minute.

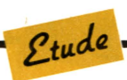
Le relevé d'un spectre va donc prendre un temps relativement appréciable.

De plus, si l'on est en présence de plusieurs sources, ou encore si un radionuclide émet plusieurs gamma d'énergies différentes, les difficultés pour relever le spectre augmentent vu que l'on aura interpénétration des différents pics ; ceci peut conduire à diminuer encore la largeur de la fenêtre dans le but d'augmenter la précision.

Notons qu'il est possible d'effectuer un enregistrement automatique du spectre en entraînant la fenêtre par un moteur, en synchronisme avec celui d'un enregistreur.

Un moyen élégant pour relever le spectre d'énergie d'une source serait de compter au même moment le nombre d'impulsions qui tomberaient dans plusieurs fenêtres ou canaux ; c'est ce que fait l'analyseur multi-canaux.

Reprenons, comme nous l'avons déjà fait **figure 4**, le train d'impulsions fourni par le détecteur et appliquons-le à l'entrée de l'appareil. Celui-ci va compter le nombre d'impulsions de chaque amplitude, et stocker les résultats dans différents canaux **(fig. 16)**. On forme ainsi un histogramme représentatif de la fréquence de répétition de ces amplitudes. En d'autres termes, on effectue une analyse de la distribution de l'amplitude des impulsions, ce qui est équivalent au fait de relever le spectre d'énergie de la source. L'axe horizontal représente ici le numéro des canaux ; chacun de ceux-ci est donc équivalent à la fenêtre d'un spectromètre mono-canal. Une amplitude particulière étant affectée à chacun des canaux, on peut donc graduer cet axe en énergie puisqu'on a proportionnalité entre énergie et hauteur d'impulsion.



La **figure 17** représente le schéma de principe de l'appareil. Le signal venant du détecteur est envoyé après amplification vers un convertisseur analogique-numérique, et le résultat donné par ce dernier est stocké en mémoire et en même temps affiché sur écran cathodique. L'ensemble est commandé par une logique de contrôle. La **figure 18** donne plus de détails concernant la conversion du signal d'entrée. Celui-ci est amplifié et mis en forme, et attaque ensuite un détecteur de pic qui charge une capacité de stockage à la valeur d'amplitude maximum. Quand celle-ci est détectée, le cycle de conversion analogique-numérique démarre. En même temps, l'entrée du système est déconnectée et plus aucune impulsion n'est acceptée pendant tout le temps que dure la conversion. La capacité de stockage va se décharger et générer une rampe linéaire. Celle-ci attaque un comparateur de niveau dont la sortie permet d'ouvrir une porte laissant le passage libre pour le signal d'horloge. On va donc avoir un comptage de ce dernier jusqu'à ce que la rampe arrive au niveau de référence du comparateur. A ce moment, la sortie de celui-ci devient nulle et la porte se ferme. L'indication du compteur est proportionnelle à la longueur de la rampe, elle-même proportionnelle à l'amplitude du signal d'entrée. Elle représentera une adresse mémoire, c'est-à-dire un numéro de canal. La logique peut maintenant donner l'ordre de débuter le cycle « additionner 1 » à cette position mémoire. Une fois ce cycle terminé, la logique peut de nouveau accepter une autre impulsion et remettre le compteur à zéro.

De tels appareils ont une résolution importante, c'est-à-dire que le nombre de niveaux de tensions discrètes pour le tri des impulsions est élevé. La plupart de ceux existants sur le marché divisent le niveau de tension (0 à 10 V) en 1 024 ; on a donc 1 024 canaux ou positions mémoires. Nous pouvons constater ici la précision des mesures faites selon ce principe.

Il est aussi possible de se servir de cet équipement suivant un autre mode de fonctionnement, à savoir son utilisation en échelle de comptage. Dans ce cas, il visualise sur son écran un histogramme représentant le nombre d'événements en fonction du temps. Ici, on ne tient plus compte de l'amplitude des impulsions d'entrée ; elles sont toutes comptées pendant un certain temps et ensuite stockées dans une position mémoire. Cette opération effectuée, le processus continue et les résultats sont stockés dans le canal suivant. On compte donc ici les impulsions une à une et on envoie ensuite les résultats en mémoire. L'opération continue de même pour tous les canaux. Les **figures 19** et **20** représentent ce principe de mesure ; jusqu'à T_1, on compte trois impulsions qui sont stockées dans le canal 1. La base de temps avance ensuite à la prochaine adresse mémoire où l'on compte une impulsion pour le canal 2. Notons que le canal zéro est généralement utilisé pour stocker le temps de comptage. Pour travailler suivant ce mode, le générateur de rampe et le détecteur de pic sont mis hors service.

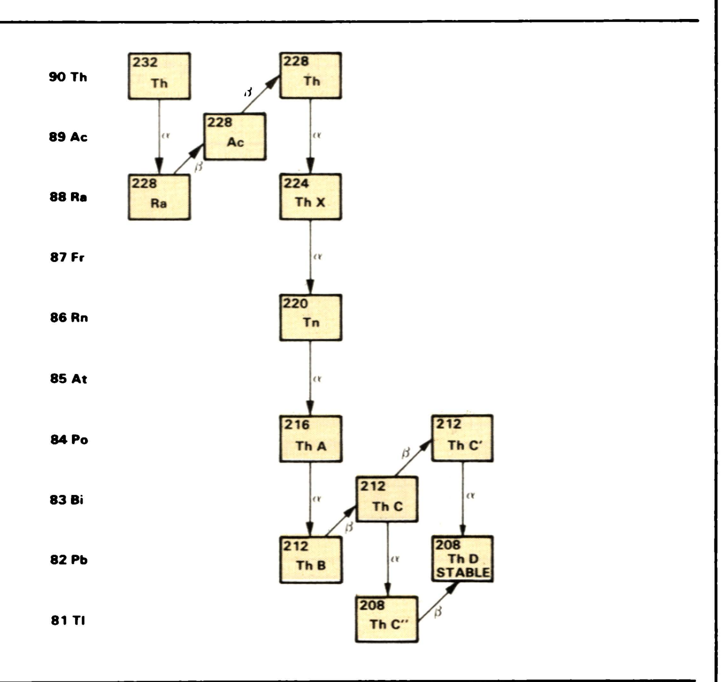


Fig. 22.

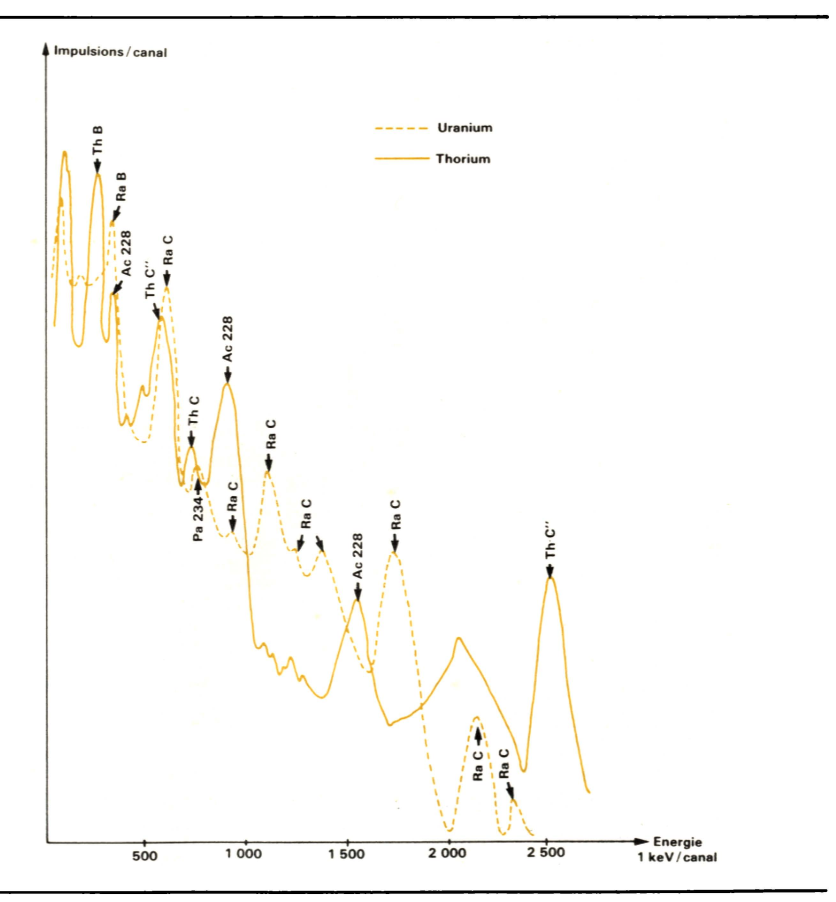


Fig. 23.

ISOTOPES	PERIODES	ENERGIES α MeV	ENERGIES β Mev	ENERGIES γ MeV
Uranium 238	4,5 . 10^9 ans	4,2		0,048
Thorium 234	24,1 j		0,10-0, 19	0,029-0,063-0,091
Protactinium 234	1,18 min		0,58-1,5-2,31	0,75-1-autres
Protactinium 234 (UZ)	6,66 h		1,13-autres	0,043-0,80-autres
Uranium 234	2,5 . 10^5 ans	4,717-4,768		0,051
Thorium 230	8 . 10^4 ans	4,615-4,682		0,068-autres
Radium 226	1 620 ans	4,589-4,777		0,188
Radon 222	3,825 j	5,48		
Polonium 218 (Radium A)	3,05 min	6		
Astatine 218	1,3 s	6,7-6,65		
Radon 218	1,9 . 10^{-2} s	7,13		0,61
Plomb 214 (Radium B)	26,8 mn		0,59-0,65	0,24-0,30-0,35 autres
Bismuth 214 (Radium C)	19,9 mn	5,5	0,4-1-1,51	0,61-1,12-1,76 14 autres (jusq. 2,43)
Polonium 214 (Radium C')	1,6 . 10^{-4} s	7,68		
Thallium 210 (Radium C'')	1,3 mn		1,96	plusieurs
Plomb 210 (Radium D)	22 ans		0,017-0,063	0,047
Bismuth 210 (Radium E)	5,01 j	5,06	1,17	
Polonium 210 (Radium F)	138,4 j	5,305		0,8
Thallium 206 (Radium E'')	4,2 mn		1,51	
Plomb 206	stable			
Tableau 2. – Famille de l'uranium.				

ISOTOPES	PERIODES	ENERGIES α MeV	ENERGIES β MeV	ENERGIES γ MeV
Thorium 232	1,41 . 10^{10} ans	3,948-4,007		0,059
Radium 228	6,7 ans		0,04	
Actinium 228	6,13 h		1,18-1,76-2,10 autres	plusieurs de 0,057 à 1,64
Thorium 228 (Radiothorium)	1,91 j	5,2-5,338-5,421		0,084-autres
Radium 224 (Thorium X)	3,6 j	5,445-5,681		0,241-autres
Thoron 220	54 s	6,28		
Polonium 216 (Thorium A)	0,158 s	6,775		très peu
Astatine 216	3 . 10^{-4} s	7,79		
Plomb 212 (Thorium B)	10,6 h		0,33-0,57-autres	0,12-0,24-0,30
Bismuth 212 (Thorium C)	60,5 mn	6,04-6,08-autres	1,52-2,25-autres	0,04-0,73-0,79-1,08 1,62-autres
Polonium 212 (Thorium C')	3 . 10^{-7} s	8,78-autres		
Thallium 208 (Thorium C'')	3,1 min		1,03-1,25 1,52-1,79	0,28-0,51-0,58 0,86-2,62
Plomb 208	stable			
Tableau 3. – Famille du Thorium.				



L'intérêt pratique est ici que l'on visualise une distribution des événements radioactifs en fonction du temps. Ceci est particulièrement intéressant dans l'étude des décroissances radioactives, où l'on obtiendra un histogramme exponentiel.

Une autre branche d'intérêt est l'étude de la radioactivité naturelle ; on peut par exemple compter les impulsions provenant du bruit de fond naturel pendant une demi-heure, et répéter cette mesure sur un ou plusieurs jours. On peut ainsi déterminer les variations de la radioactivité ambiante.

A ce propos, quand on étudie le rayonnement naturel, on peut s'occuper de celui provenant des terrains, des roches, des matériaux de construction, etc. Ils contiennent des traces d'uranium et de thorium ; ces deux éléments sont radioactifs et se désintègrent pour donner une série de nuclides eux-mêmes radioactifs.

Les **figures 21** et **22** donnent respectivement les chaînes de désintégrations de l'uranium et du thorium. Les **tableaux 2** et **3** donnent les renseignements relatifs à ces deux familles ; on peut trouver les demi-vies des éléments formés, ainsi que l'énergie des différentes particules émises.

Nous pouvons constater que dans chacune des chaînes de désintégration, il existe un isotope de l'élément de numéro atomique 86 ; ce dernier est un gaz rare : le radon (Rn^{222}_{86}), qui provient de la désintégration du radium (Ra^{226}_{88}) dans la famille de l'uranium (U^{238}_{92}) et le thoron (Tn^{220}_{86}), qui provient de la désintégration du radium (Ra^{224}_{88}) dans la famille du thorium (Th^{232}_{90}).

On trouve donc dans l'air ambiant deux gaz radioactifs provenant des traces d'uranium et de thorium dans le sol. Ces deux gaz diffusent vers la surface et se dégagent dans l'atmosphère. Ils se désintègrent en donnant des produits dérivés solides qui se fixent sur les aérosols en suspension dans l'air. La **figure 23** montre le spectre d'énergie de l'uranium et du thorium. Les mesures ont été effectuées avec un analyseur multi-canaux assccié à un détecteur « gamma » à scintillation (cristal d'iodure de sodium).

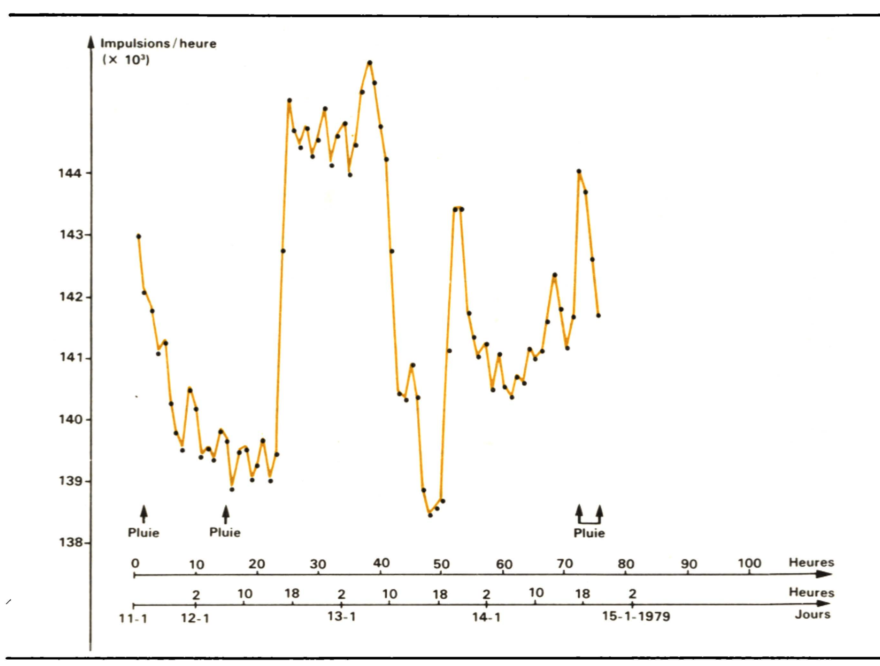


Fig. 24.

A la **figure 24**, on peut voir le résultat des mesures de radioactivité ambiante effectuées en Afrique (Cameroun), où il existe dans le sol des traces d'uranium relativement importantes. Le détecteur est ici encore un scintillateur et l'analyseur multi-canaux est utilisé suivant son second mode de fonctionnement, c'est-à-dire en échelle de comptage. On a enregistré les impulsions pendant 1,5 mn dans chaque canal. La somme de 40 canaux correspond donc à une heure d'enregistrement. Le graphique porte sur des mesures effectuées pendant 3 jours. On constate d'importantes variations de l'activité naturelle qui sont dues aux émissions des gaz radon et thoron. Ces dernières dépendent évidemment de la nature du sol, mais également des conditions climatiques.

En effet, certaines variables météorologiques telles que la pression, la température, l'hygrométrie de l'air, la force et la direction du vent peuvent influencer les mesures.

Des études sur la détection du radon et du thoron ont été entreprises et montrent qu'on peut les utiliser comme « traceurs » pour observer la circulation des masses d'air. En effet, du fait de l'importante période radioactive du radon, on peut le détecter à grande distance de son point de dégagement.

Des mesures de radon au niveau du sol permettent d'avoir une indication de la stabilité verticale ; des études ont montré qu'il peut servir d'indicateur dans les échanges verticaux des basses couches de l'atmosphère, vu qu'il existe des corrélations entre le radon et les paramètres liés à la stabilité verticale.

On constate ici l'importance des mesures de radon et thoron du point de vue météorologique.

M. Lacroix

SERVICE-LECTEURS N° 13

SERVICE-LECTEURS N° 14

Une étude pour ceux qui ont la gâchette facile !



Le thyristor G.T.O. : principes d'utilisation

Le G.T.O. (Gate Turn Off) est un thyristor qui s'amorce et se bloque par la gâchette. Tout comme un thyristor classique, le G.T.O. supporte, à l'état bloqué, des tensions directes très importantes (jusqu'à 1 500 V) et, à l'état passant, des pointes de courant bien supérieures à la valeur moyenne admissible.

Il peut travailler à des fréquences de commutation élevées (supérieures à 25 kHz) et sa commande est obtenue par un faible courant de gâchette, positif (par rapport à la cathode) pour l'amorçage et négatif pour le blocage.

Ce composant réalise donc une excellente combinaison des avantages des thyristors classiques et des transistors.

Afin de familiariser le concepteur de circuits de puissance avec les spécifications et le fonctionnement du G.T.O., les lignes qui suivent étudient les principaux paramètres de ce composant, permettant ainsi d'optimiser ses caractéristiques.

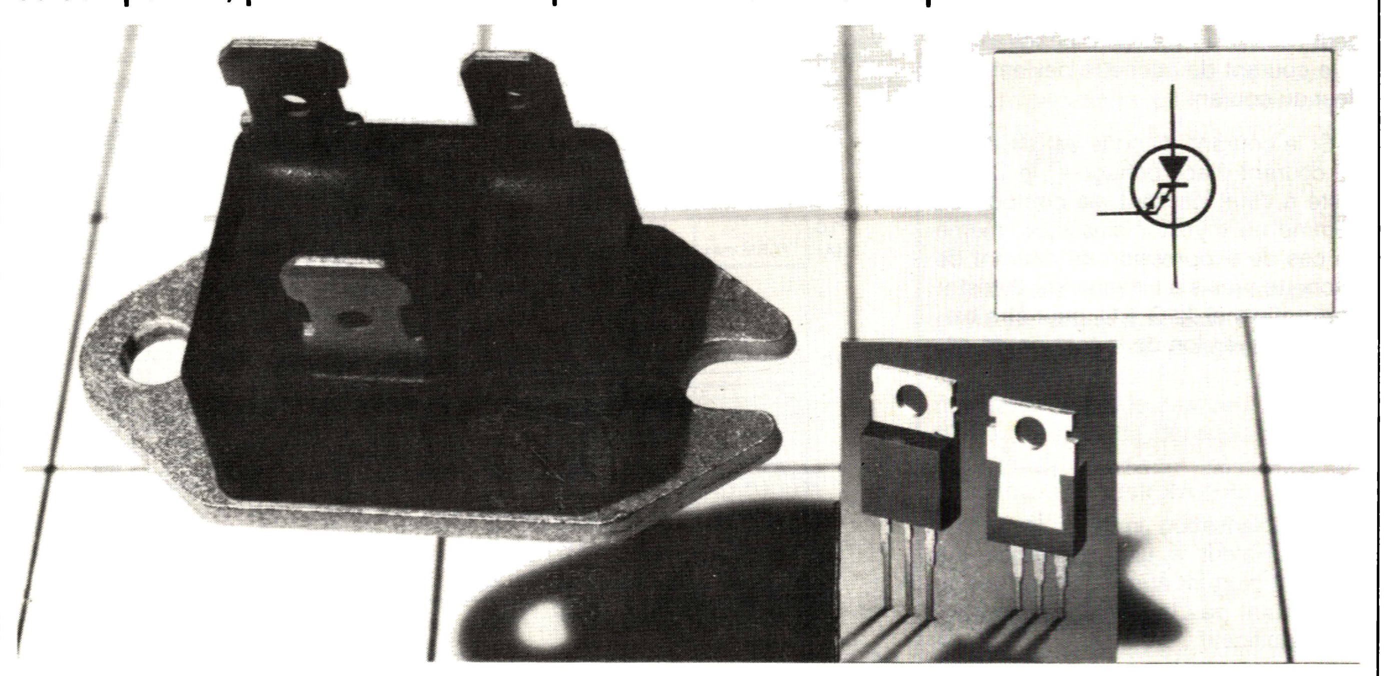


Fig. 1. – Représentation symbolique et physique du thyristor G.T.O.

Caractéristiques directes

Le réseau de courbes I_A/V_{AK} de la **figure 2** montre deux comportements du G.T.O. à l'amorçage, en fonction du niveau de courant d'anode. Lorsque celui-ci est inférieur au courant d'accrochage I_L, le G.T.O. réagit comme un transistor haute tension ayant un facteur d'amplification de courant I_A/I_G croissant avec le courant d'anode. Si le courant de gâchette est insuffisant pour provoquer le déclenchement, le G.T.O. est en blocage direct avec un faible courant de fuite entre anode et cathode. Au contraire, si le courant de gâchette est supérieur au niveau I_{GT} nécessaire pour l'amorçage, le G.T.O. est rendu passant et il apparaît une faible chute de tension résiduelle entre anode et cathode. Tant que le courant d'anode est inférieur au courant I_L, le G.T.O. peut revenir à l'état de blocage direct si le courant de gâchette devient inférieur au courant I_{GT}.

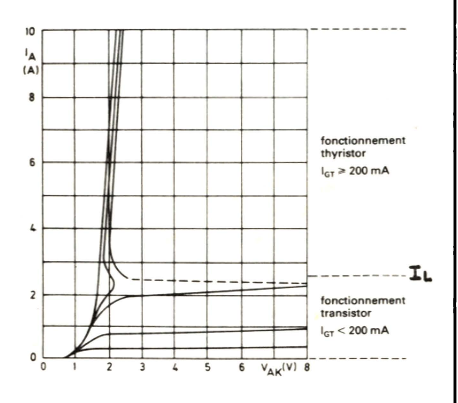


Fig. 2. – Caractéristique $I_A = f(V_{AK})$ suivant le courant de la gâchette.

Si le courant d'anode est supérieur au courant d'accrochage I_L, le G.T.O. reste à l'état passant, se comportant comme un thyristor classique, même en cas de suppression de courant de gâchette ; mais à l'inverse du thyristor conventionnel, le G.T.O. peut être bloqué par inversion de la tension de gâchette.

Caractéristiques inverses

En polarisation inverse, le G.T.O. est équivalent à une résistance, ne pouvant bloquer aucune tension et ne permettant pas le passage d'un courant significatif.

Dans le cas où une tenue en tension inverse est nécessaire pour le

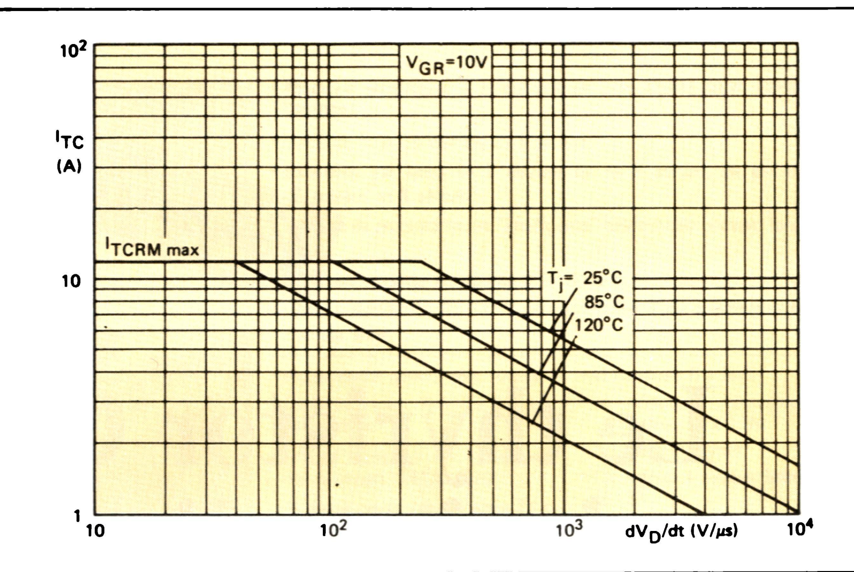


Fig. 4. – Courant d'anode contrôlable, fonction du dV_D/dt réappliqué, avec charge inductive et V_{GR} = 10 V, pour le BT 157.

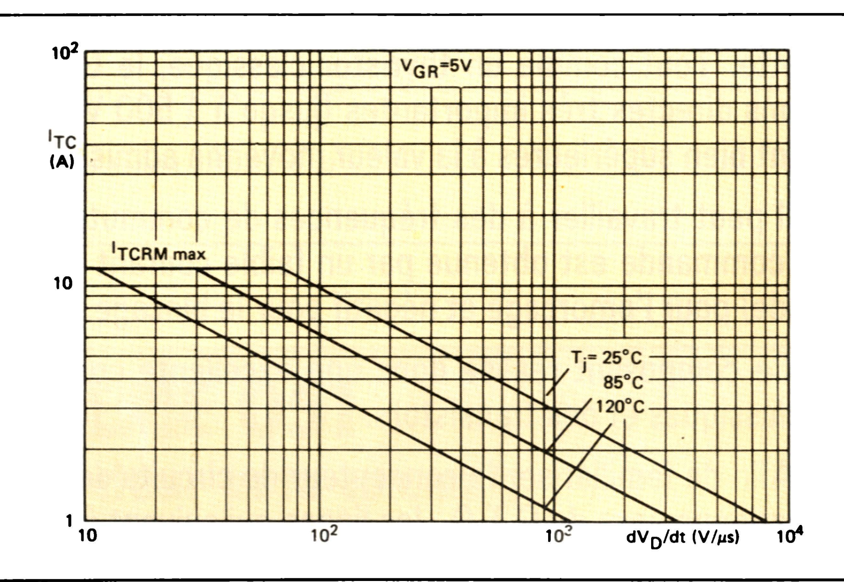


Fig. 5. – Courant d'anode contrôlable, fonction du dV_D/dt réappliqué, avec charge inductive et V_{GR} = 5 V, pour le BT 157.

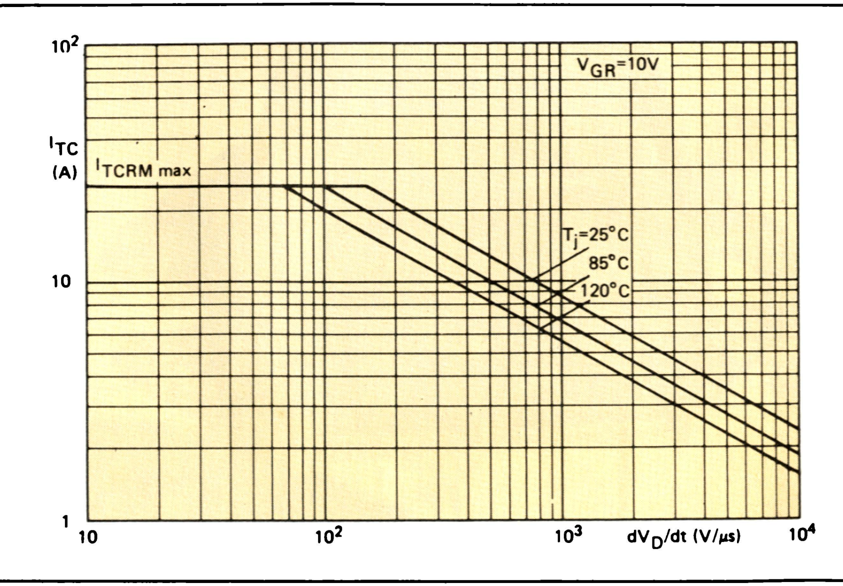


Fig. 6. – Courant d'anode contrôlable, fonction du dV_D/dt réappliqué, avec charge inductive et V_{GR} = 10 V, pour les BTV 58 et BTW 58.



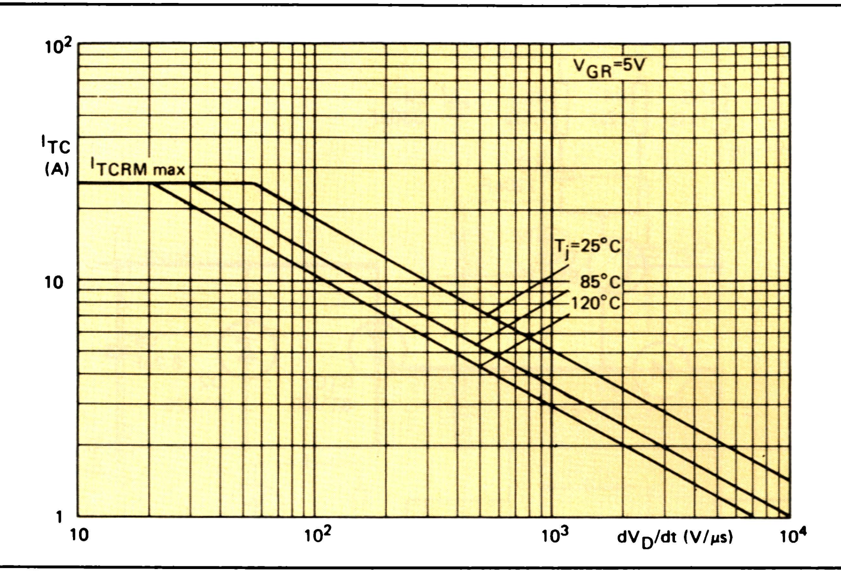


Fig. 7. – Courant d'anode contrôlable, fonction du dV_D/dt réappliqué, avec charge inductive et V_{GR} = 5 V, pour les BTV 58 et BTW 58.

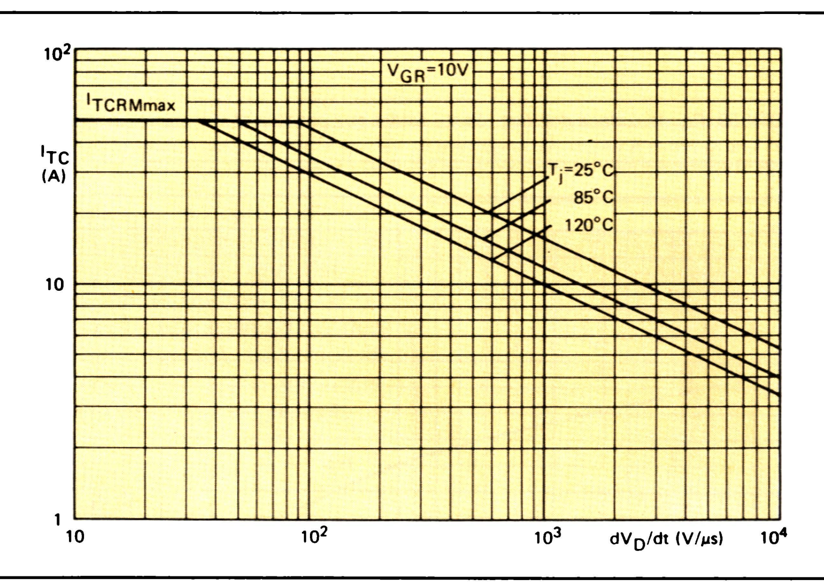


Fig. 8. – Courant d'anode contrôlable, fonction du dV_D/dt réappliqué, avec charge inductive et V_{GR} = 10 V, pour les BTV 59 et BTW 59.

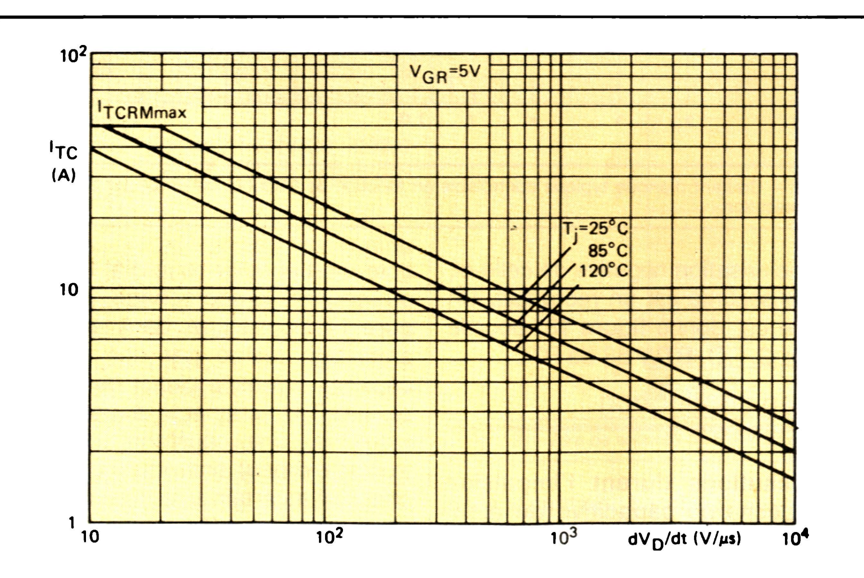


Fig. 9. – Courant d'anode contrôlable, fonction du dV_D/dt réappliqué, avec charge inductive et V_{GR} = 5 V, pour les BTV 59 et BTW 59.

système, il suffit de connecter une diode en série avec le G.T.O. De même, pour un courant inverse élevé, une diode doit être montée en antiparallèle. La **figure 3** représente ces différentes configurations.

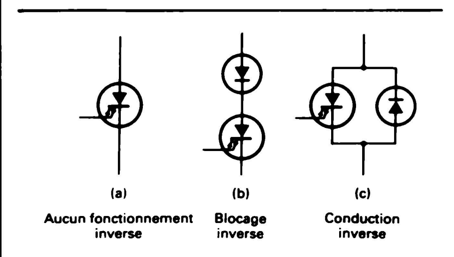


Fig. 3. – Comment changer le comportement en inverse du G.T.O. avec des diodes additionnelles.

Courant d'anode maximum contrôlable

Bien que les cristaux utilisés soient relativement petits, le G.T.O. supporte des pointes de courant d'anode, en conduction ou au blocage, nettement supérieures au courant moyen nominal spécifié. Par exemple, le BTV 59 de RTC, pour une valeur moyenne de 15 A, permet de bloquer des courants crête de 50 A. La seule contrainte est, dans la phase de blocage, de s'assurer que le taux de croissance de la tension anode-cathode, pour des charges inductives, est limité.

Les courbes des **figures 4 à 9** explicitent la relation entre le courant crête contrôlable, I_{TCRM}, et le dV/dt appliqué au circuit anode-cathode. Plus le courant à contrôler est élevé, plus le dV/dt admissible sera faible. De plus, les courbes ci-après montrent que, à dV/dt fixé, le courant I_{TCRM} augmente avec la tension négative de gâchette. Ceci est important et indique que l'impédance du circuit de commande, lors de l'extinction du G.T.O., doit être aussi faible que possible.

La **figure 10** donne un exemple typique de circuit à utiliser. En particulier, l'impédance de la boucle de blocage (trait épais fig. 10) doit être minimisée. Dans le cas de l'utilisation d'une capacité de découplage, celle-ci doit être placée très près du condensateur électrolytique.

Afin de contrôler la montée de tension anode-cathode au blocage, il peut être nécessaire d'utiliser l'un des schémas de la **figure 11**. Le circuit **11a** est destiné aux systèmes ne comportant qu'un seul G.T.O., ou dans les montages en pont.

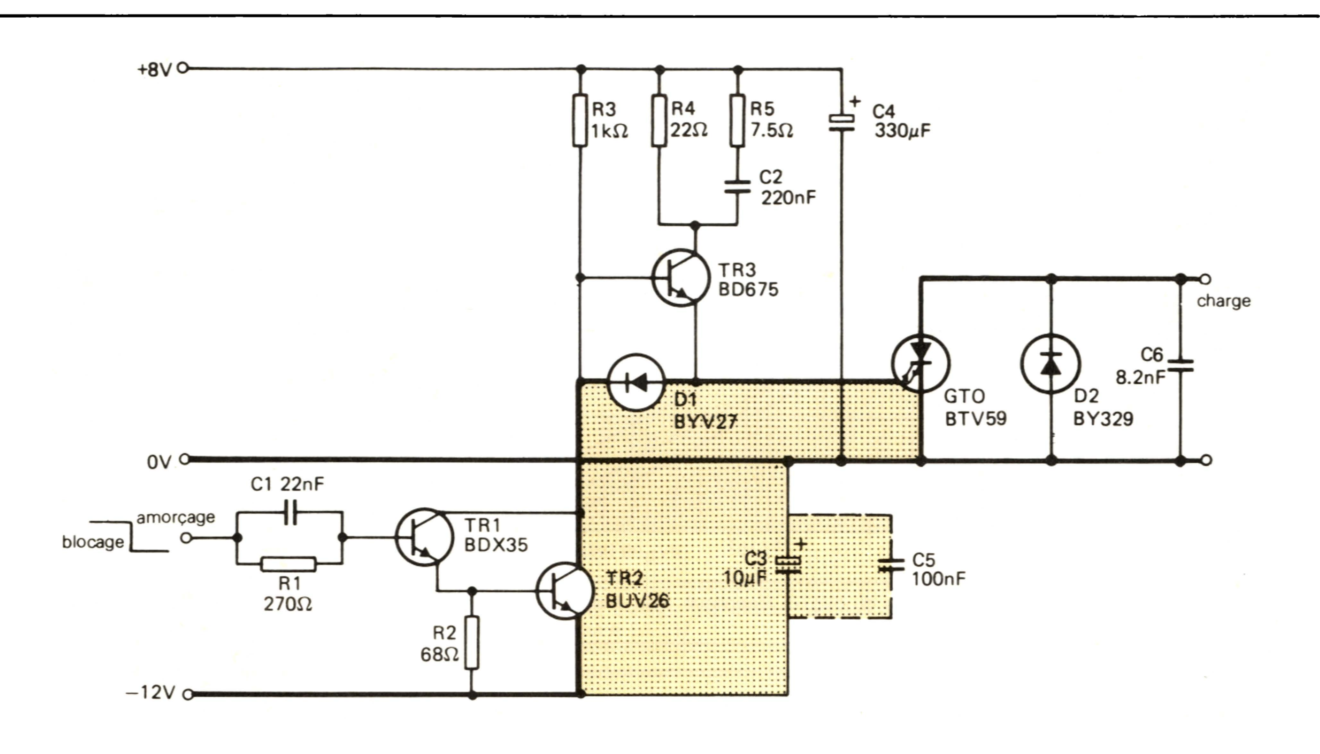


Fig. 10. – Schéma pratique de commande possible pour le BTV 59. Rq : la surface doit être réduite autant que possible afin de minimiser l'inductance parasite.

Le circuit **11b** convient aux montages en pont. Le circuit RC d'aide à la commutation, employé pour les thyristors classiques, n'est pas très utilisable pour le G.T.O. En effet, lors du blocage d'un thyristor conventionnel, par commutation forcée, le taux de croissance de courant, dI/dt, peut être maîtrisé par le circuit extérieur d'extinction ; dans le cas du G.T.O., le courant est interrompu par le cristal de silicium et le contrôle du dV/dt doit être effectué différemment. Le circuit RCD, **fig. 11a,** est utilisé dans les montages en pont avec adjonction d'un circuit constitué d'une diode et d'une inductance, en parallèle, l'ensemble en série avec l'alimentation. Pour tout circuit d'aide à la commutation, l'efficacité est dépendante de la minimisation des inductances série, y compris celles provoquées par le câblage **(fig. 11c).**

La **figure 12** illustre les effets de l'inductance du circuit d'aide à la commutation sur le courant contrôlable d'anode.

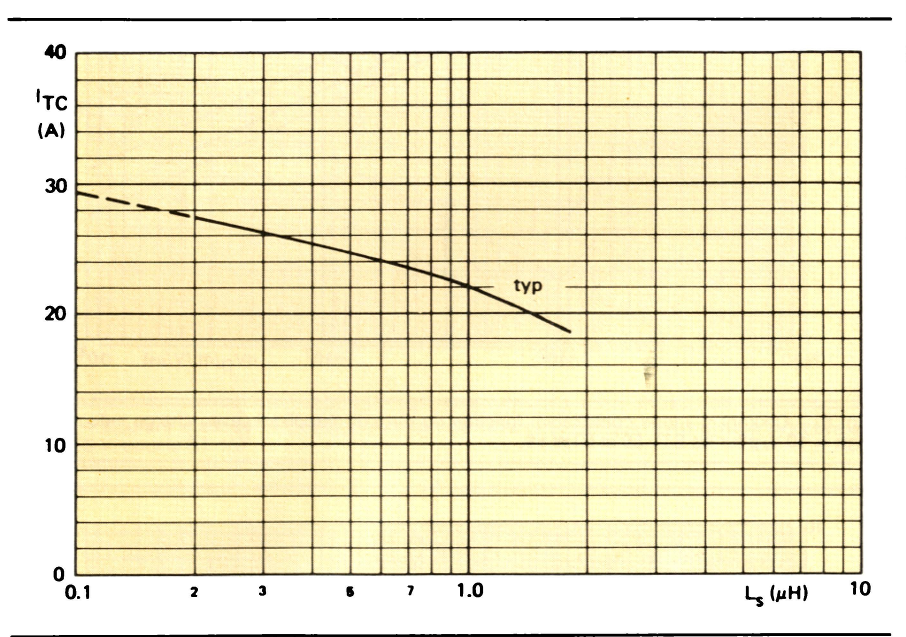


Fig. 12. – Courant d'anode typique contrôlable en fonction de l'inductance du circuit d'aide à la communication.

Aire de sécurité

Le G.T.O. est un semi-conducteur à deux états stables, il ne peut rester dans un état quasi saturé durant les phases de blocage ou d'amorçage. Il n'y a donc pas de limitation de l'aire de sécurité tant que la polarisation de la gâchette est positive. Dans le cas d'une polarisation négative de celle-ci, l'aire de sécurité est un rectangle. Un exemple est donné **figure 13,** pour le thyristor G.T.O. BTW 58 de RTC.

Mise en conduction

a) Précautions durant l'impulsion ou la décharge capacitive de commande.

Pendant la phase d'amorçage, il faut être sûr que le circuit de gâchette fournit un courant suffisant lorsque le courant d'anode risque d'être inférieur au courant d'accrochage I_L. La **figure 14** montre que, dans le cas d'un amorçage réalisé par une décharge capacitive dans le circuit de gâchette d'un G.T.O. connecté à une charge inductive, une constante de temps trop faible peut provoquer un déclenchement incertain si le courant de gâchette devient inférieur au niveau I_{GT} avant que le courant d'anode n'ait dépassé la valeur I_L. Un amorçage incertain peut aussi être dû à des variations importantes de la charge.

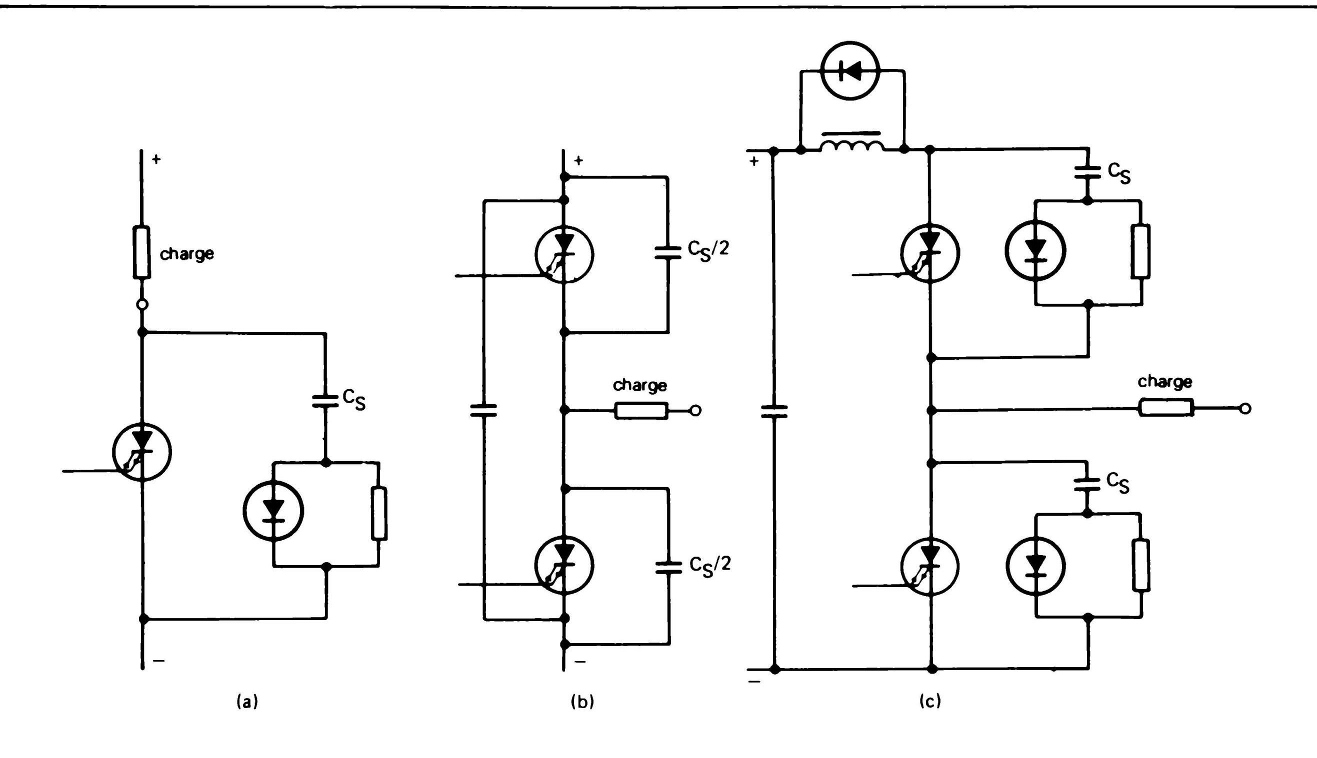


Fig. 11. – On a la relation suivante : $C_S = I_{TC}/dV/dt$ avec C_S en µF, I_{TC} en A et dV/dt en V/µs.

D'autre part, si le courant d'anode est très peu supérieur à la valeur I_L du courant d'accrochage, une décroissance trop rapide du courant de gâchette provoque une mise en conduction incertaine **(fig. 15)**. Le temps de descente de l'impulsion de commande devra donc être augmenté.

b) Réduction des pertes en commutation.

Pour réduire les pertes pendant les commutations, il est essentiel de minimiser le temps de mise en conduction t_{on} du G.T.O. Comme le montre la **figure 16,** les deux composantes de t_{on} (le temps de retard t_d et le temps de montée t_r) diminuent lorsque le courant positif de gâchette augmente.

La forme d'onde théorique idéale du courant de gâchette est représentée **figure 17.**

On trouve une croissance rapide jusqu'à l'obtention d'un niveau 2 à 5 fois supérieur à la valeur minimale I_{GT} assurant le déclenchement, puis une diminution jusqu'à I_{GT} après que le courant d'anode ait atteint une valeur bien supérieure au courant de déclenchement I_L. Ceci peut être réalisé par l'utilisation d'un circuit RC dans la commande positive de gâchette (R5-C2, **fig. 10**). Dans le cas de thyristors classiques, une montée trop rapide du courant d'anode provoque des effets importants de dissipation localisée dans le cristal durant la phase de mise

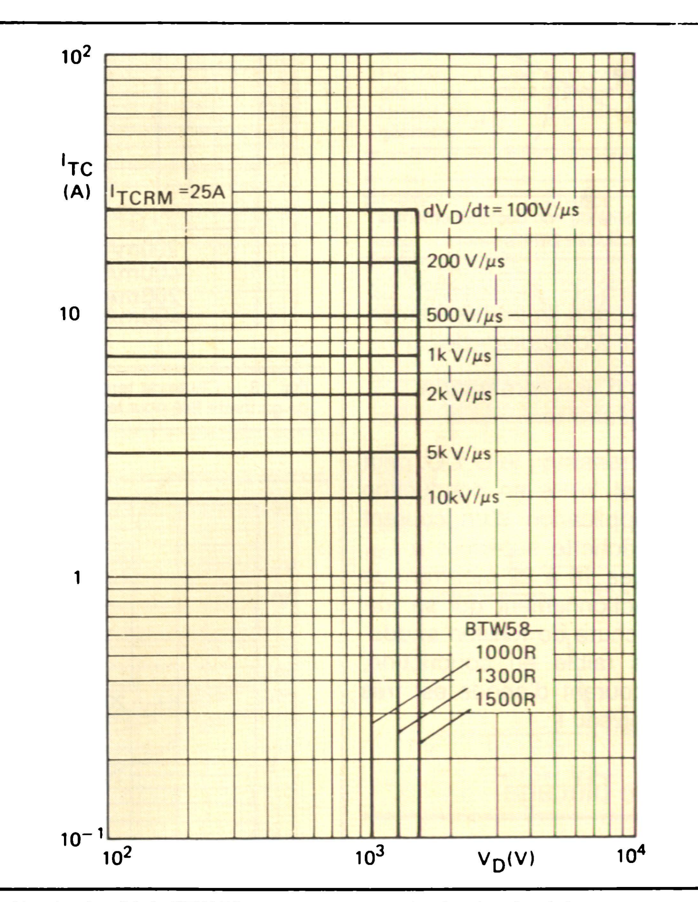


Fig. 13. – Aire de sécurité du BTW 58 avec une commande négative de gâchette.

en conduction. La structure interdigitée du composant G.T.O. accroît très sensiblement la capacité à supporter les contraintes d'un amorçage rapide. Pour les circuits sans réseau RCD de protection, la dissipation lors de l'enclenchement est relativement faible. Dans le cas où le réseau RCD est nécessaire, la décharge capacitive doit être prise en compte, surtout lorsqu'une capacité seule est utilisée ; alors, toute l'énergie stockée doit être

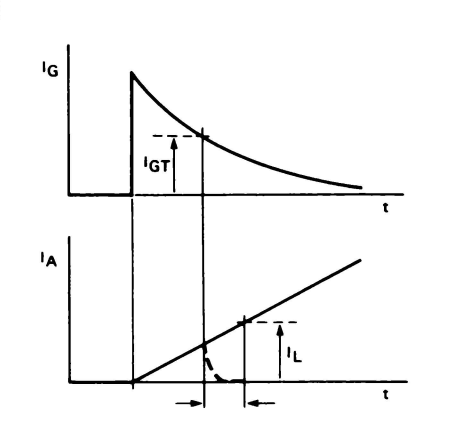


Fig. 14. – Risque d'amorçage incertain lorsque $I_G < I_{GT}$ et $I_A < I_L$.

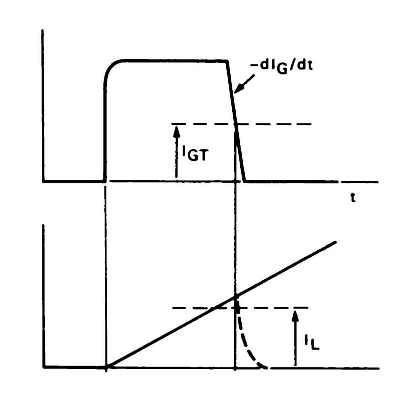


Fig. 15. – Possibilité de non déclenchement si $I_A < I_L$ et $-dI_G/dt$ trop grand.

dissipée sous forme de pertes d'amorçage du G.T.O. à chaque cycle.

c) Avantages d'une commande continue de gâchette.

Comme le transistor, le G.T.O. peut être amorcé et laissé en conduction par simple application d'un courant continu de gâchette supérieur à I_{GT}. Les **graphiques 18 à 22** montrent ce mode de fonctionnement qui se traduit par une chute de tension anode-cathode plus faible en conduction, même si le courant d'anode est très supérieur au niveau I_L.

La phase de blocage

Pour comprendre cette phase de blocage, nous rappelons **quelques principes de la conduction** dans le cristal du thyristor G.T.O.

La **figure 23** représente la coupe d'un cristal en conduction. Pendant l'état passant, la région centrale est remplie d'un plasma électron-trou autorisant le passage d'un courant im-

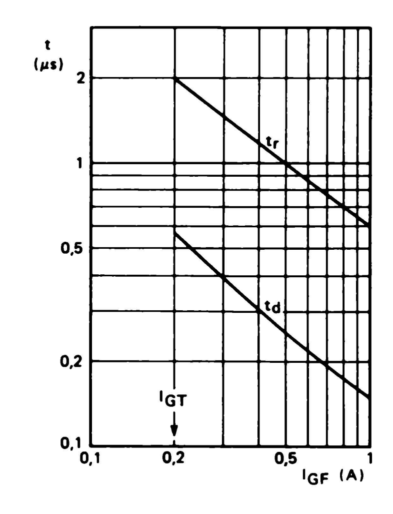


Fig. 16. – Variations de t_r et t_d en fonction de I_{GF}.

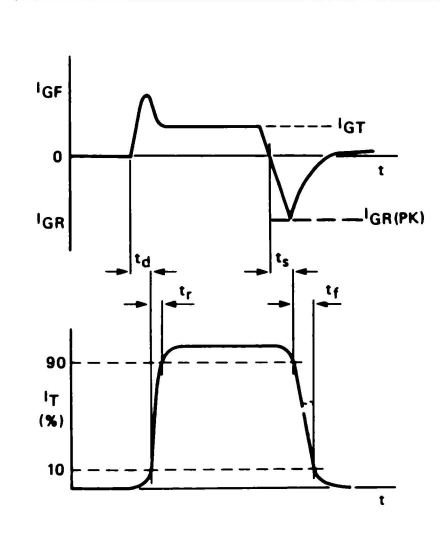


Fig. 17. – Courant de gâchette idéal.

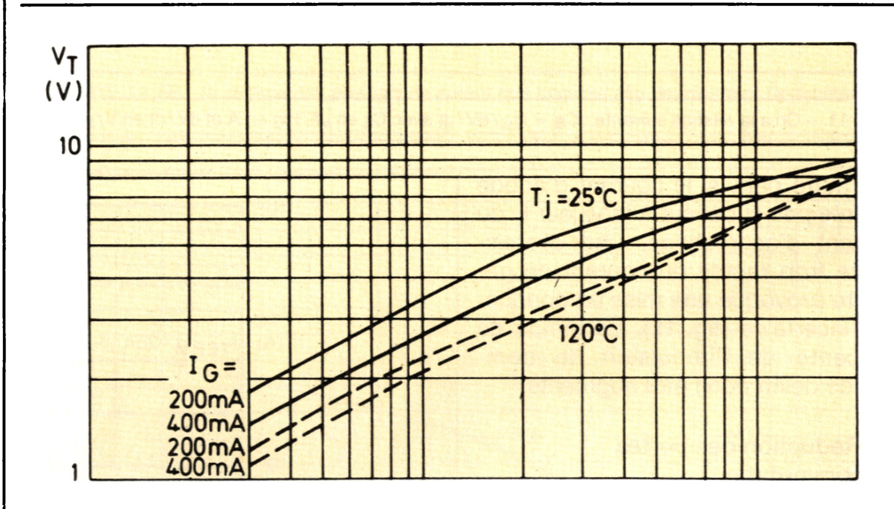


Fig. 18. – Chute de tension aux bornes du G.T.O. fonction du courant d'anode, à courant continu de gâchette fixé pour le composant BT 157.

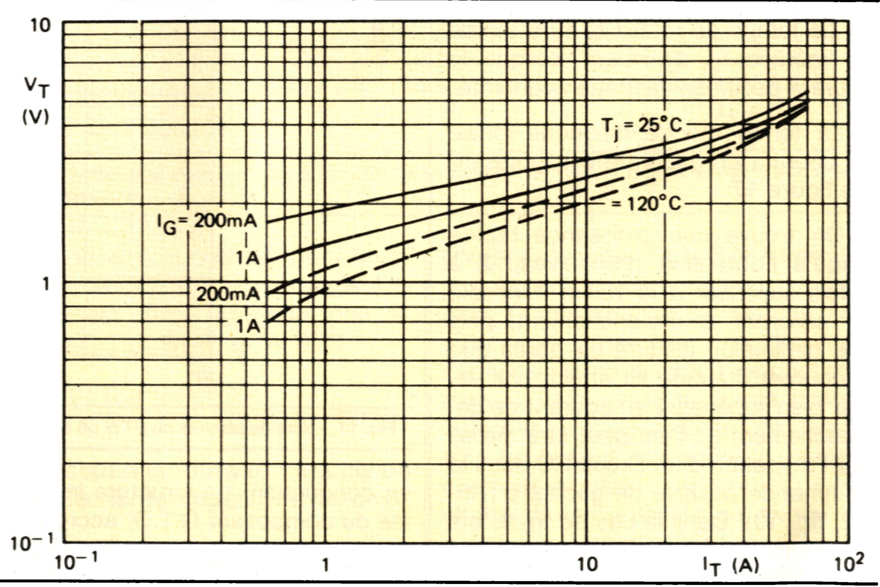
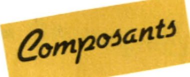


Fig. 19. – Chute de tension aux bornes du G.T.O. BTV 58, fonction du courant d'anode, à courant continu de gâchette fixé.



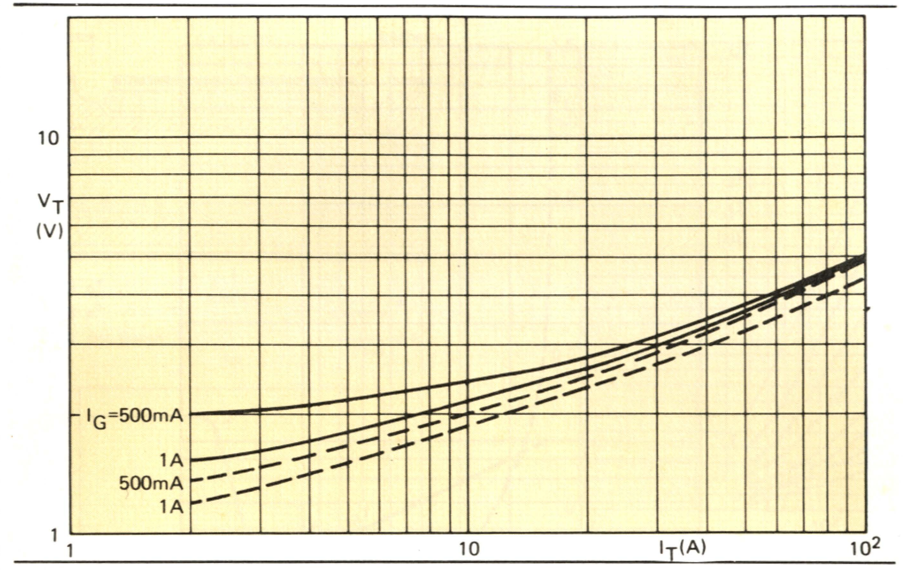


Fig. 20. – Chute de tension aux bornes du G.T.O. BTV 59, fonction du courant d'anode, à courant continu de gâchette fixé.

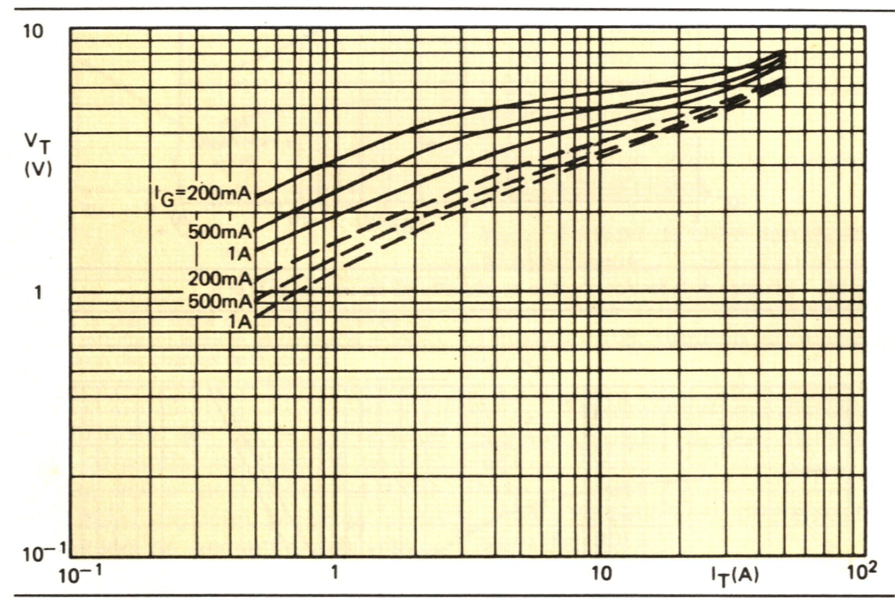


Fig. 21. – Chute de tension aux bornes du G.T.O. BTW 58, fonction du courant d'anode, à courant continu de gâchette fixé.

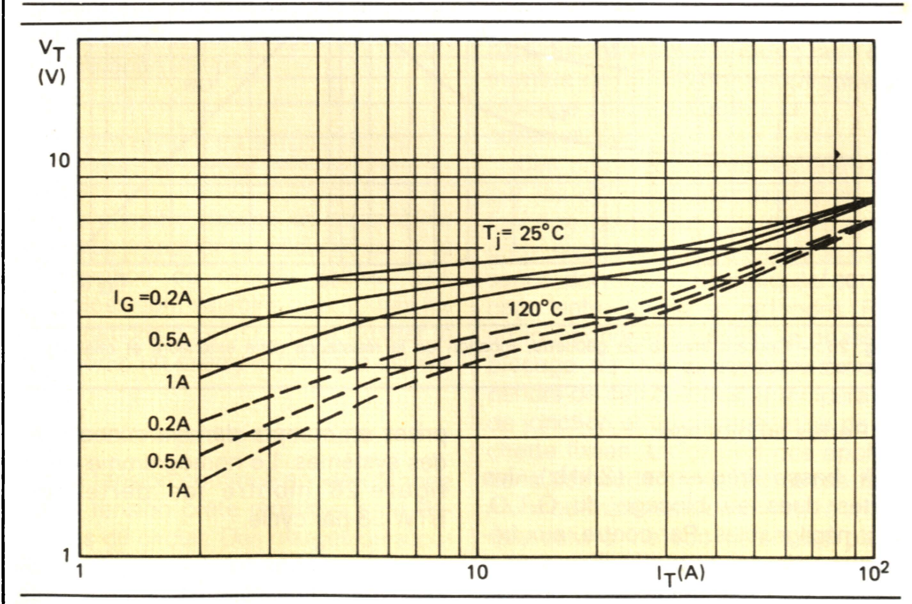


Fig. 22. – Chute de tension aux bornes du G.T.O. BTW 59, fonction du courant d'anode, à courant continu de gâchette fixé.

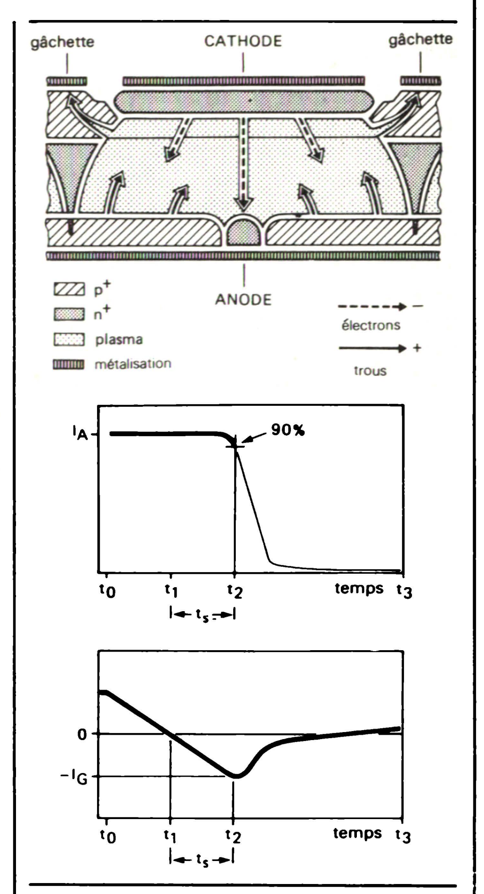


Fig. 23. – Coupe d'un cristal de G.T.O. au début du blocage (temps de stockage t_s) lorsque commence l'extraction du courant de gâchette.

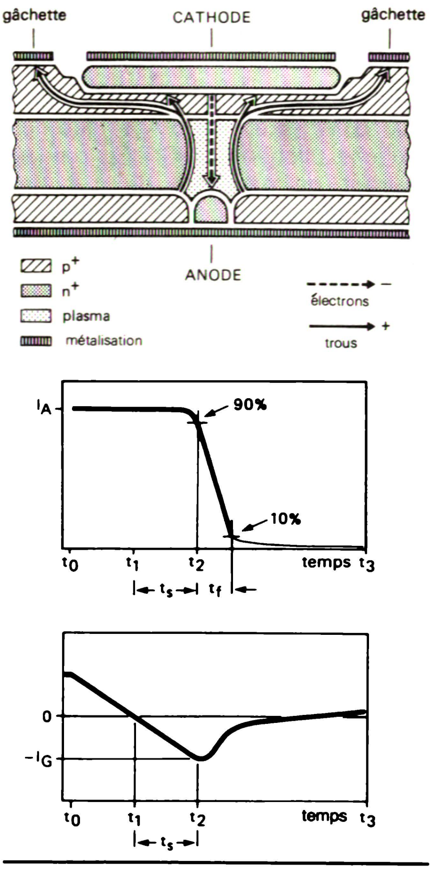


Fig. 24. – Coupe d'un cristal de G.T.O. au début de la seconde phase du blocage : temps de décroissance t_f.

portant avec une faible chute de tension anode-cathode.

Pour bloquer le G.T.O., le plasma doit être interrompu, ce qui peut être réalisé par application d'une polarisation négative de base. Cette tension négative provoque « l'écrasement » du plasma en un fin canal comme le montre la **figure 24.** La durée nécessaire à la disparition du plasma est le temps de stockage t_s. Pour réduire ce temps t_s, un champ relativement important, de – 5 V à – 10 V, doit être créé entre la gâchette et la cathode du composant. La structure de la gâchette est réalisée de façon à pouvoir supporter, pendant de courtes périodes (de l'ordre de 20 µs), un fonctionnement en régime d'avalanche inverse. Il est à noter qu'une tension négative supérieure à la tension de claquage ne favorisera pas le phénomène de blocage.

Lorsque le plasma est interrompu, le courant d'anode décroît et la tension d'anode augmente avec une pente liée à la charge. La relation entre la tension négative de gâchette appliquée et les deux composantes du temps de blocage, t_s et t_f, est explicitée **figure 25.**

Le temps de décroissance du courant d'anode est aussi fonction du courant extrait par la gâchette, comme le montrent les courbes de la **figure 26.**

Par exemple, si le courant d'anode d'un BTW 58 est de 5 A et que l'on souhaite bloquer le G.T.O. par un courant de gâchette de 1 A, les temps de stockage et de décroissance seront respectivement de 2 µs et de 1,5 µs.

La capacité à supporter des valeurs crête élevées de courant de gâchette inverse, nécessaires à un blocage rapide, est favorisée par une fine structure d'anode et une région p+ de basse impédance sous la cathode. Ceci est rendu possible par un contrôle précis de la diffusion. Des points chauds localisés, pendant la phase de blocage, sont évités grâce à l'utilisation d'une structure interdigitée avec des « doigts » longs et fins de cathode.

Comme le montre la **figure 27,** la dernière phase du blocage consiste en une légère traînée de courant due aux charges résiduelles stockées dans le cristal. Un dopage à l'or assure une recombinaison rapide de celles-ci et minimise les effets de ce courant résiduel sur le bilan total des pertes au blocage.

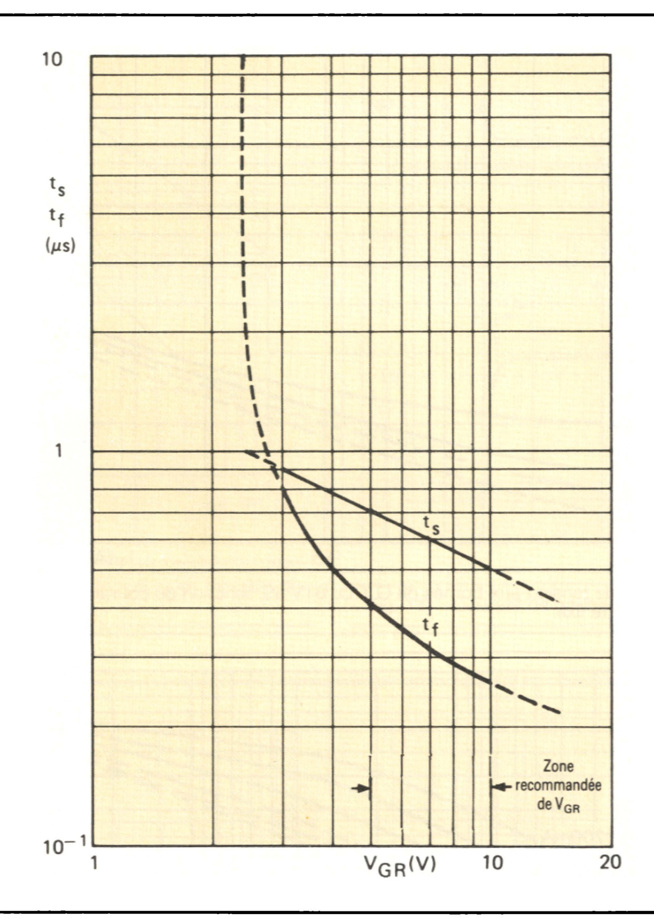


Fig. 25. – Influence de la tension négative de gâchette sur les valeurs de t_s et t_f.

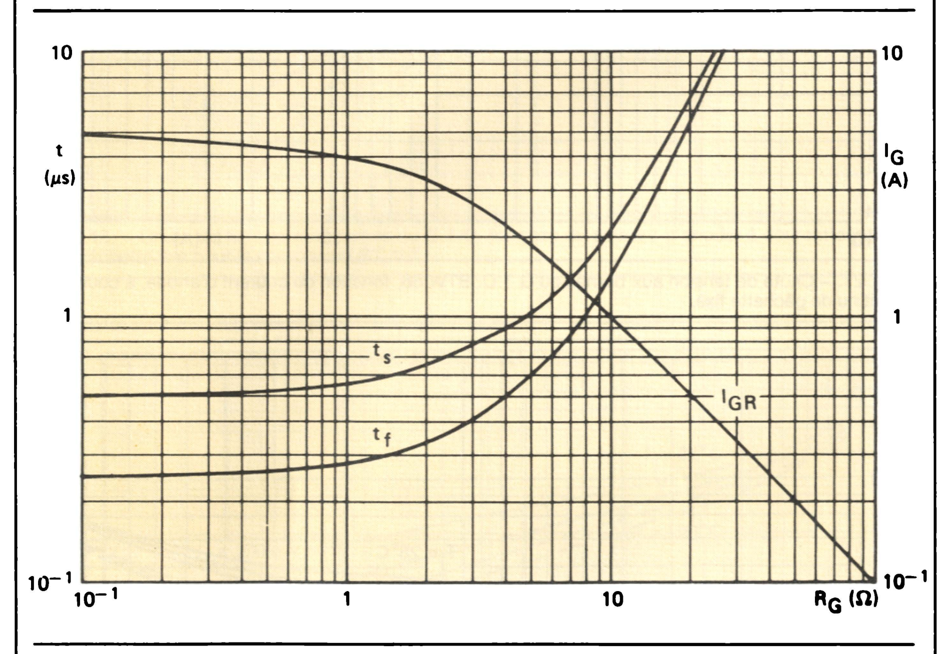


Fig. 26. – Courant inverse de gâchette, fonction de la résistance série extérieure et relations donnant les temmps t_s et t_f.

d) Pertes au blocage.

A basse fréquence (2 kHz), les pertes dues au blocage du G.T.O. sont négligeables. Par contre, aux fréquences élevées et particulièrement si le taux de croissance de la tension anode-cathode est élevée, les pertes de blocage doivent être estimées et prises en compte dans la conception des systèmes. Le nomogramme de la **figure 28** montre les pertes du BTW 58 par cycle.

La dissipation totale peut être évaluée en multipliant le terme E_t obtenu par la fréquence de commutation. La diminution du dV/dt réappliqué réduit

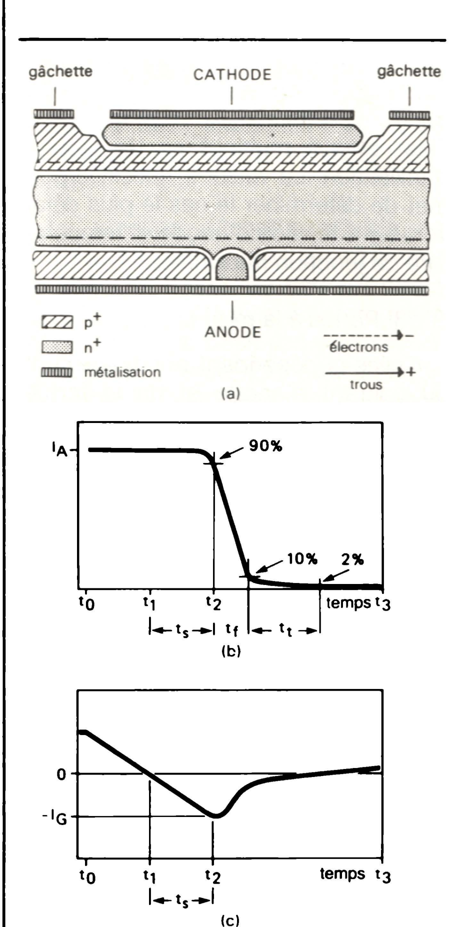


Fig. 27 – Coupe d'un cristal de G.T.O. pendant la phase finale du blocage (traînée de courant) durant laquelle se produit la recombinaison des charges de la zone n.

sensiblement les pertes au blocage mais demande une capacité de plus grande valeur pour le circuit RCD. Une telle capacité présente aussi l'avantage de permettre des valeurs plus élevées du courant I_{TCM}. Il faut toutefois noter que les pertes à l'amorçage augmentent. Lors de la conception du circuit, il faudra donc trouver le meilleur compromis suivant l'application voulue.

Les paramètres importants

Ce chapitre résume les paramètres les plus importants, nécessaires à la conception de circuits fiables. Ces principes sont valables pour toutes les applications à G.T.O. ; pour illustrer la méthode, un exemple pratique est décrit.

a) Tensions prises en compte.

La tension continue anode-cathode et la tension crête répétitive sont déduites du circuit. Des marges de sécurité doivent être prises, par exemple concernant les variations possibles de la tension d'entrée ou les phénomènes transitoires.

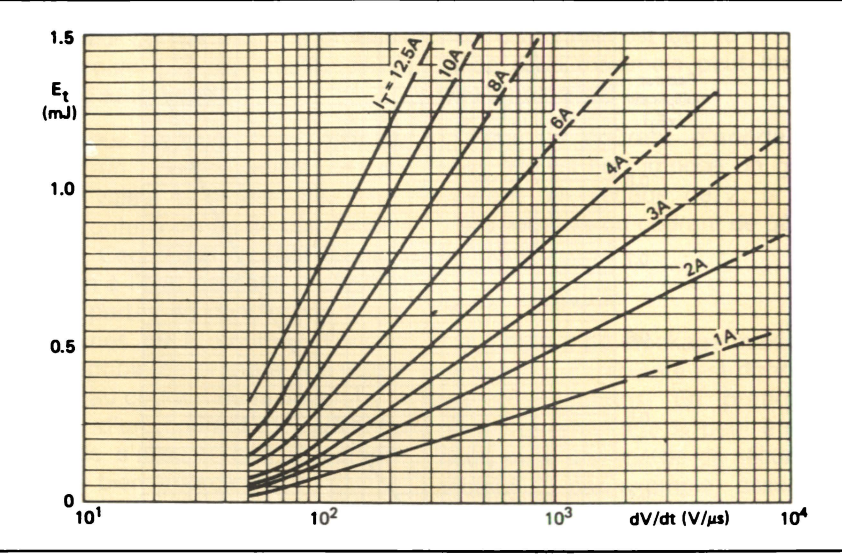


Fig. 28. – Pertes maximales dues au blocage (E_t), fonction du dV/dt réappliqué, la valeur crête du courant au blocage étant fixée pour le BTW 58 à 120 °C avec une tension linéairement réappliquée jusqu'à 1 200 V.

Les quatre valeurs spécifiées pour chaque composant dans la feuille de caractéristiques sont :

V_{DC} : Tension continue anode-cathode à l'état bloqué.

V_{DSM} : Tension de crête non répétitive à l'état bloqué.

V_{DRM} : Tension de crête répétitive à l'état bloqué (facteur d'utilisation 50 %).

V_{DWM} : Tension maximale d'utilisation à l'état bloqué (facteur d'utilisation 50 %).

Caractérisation des différentes tensions **(fig. 30)** :

a) Circuit résonnant

b) Circuit à ondes quasi-rectangulaires.

b) Courant crête d'anode ; taux de montée de la tension réappliquée au blocage ; circuit d'aide à la commutation.

Ces paramètres sont liés entre eux par les courbes caractéristiques I_{TCM} fonction du dV/dt (courant d'anode crête contrôlable fonction de la croissance de tension réappliquée au blocage entre anode et cathode). Pour un fonctionnement fiable, la phase de blocage ne doit pas se produire en dehors de ces courbes, à température de jonction et tension négative de gâchette fixées. La plupart des applications demandent des limitations minimum ou maximum de dV/dt, à moins que celui-ci ne soit déterminé par le circuit extérieur. De même, dans la plupart des applications, la valeur crête du courant d'anode qui doit être interrompu, peut être déterminée. Si le système n'impose aucune contrainte concernant le dV/dt, les pertes du circuit « d'aide à la commutation » peuvent être réduites en choisissant la valeur maximale du dV/dt compatible avec le courant crête à bloquer.

Le phénomène de blocage est, de plus, optimisé si l'on choisit la tension négative de gâchette la plus élevée possible, limitée par la tension de claquage inverse de la jonction gâchette-cathode.

La valeur de la capacité de protection nécessaire, permettant d'obtenir le dV/dt désiré, est donnée par :

$$C_S = I_{T\,crête} \times \frac{1}{dV/dt}$$

On prendra une marge de sécurité pour la valeur de C_S. Si celle-ci est relativement petite, le condensateur peut être placé directement en parallèle sur le G.T.O. Dans le cas de montage en pont, une capacité de valeur $C_S/2$ est suffisante pour chaque G.T.O. On placera de plus une capacité de découplage, comme le montre **figure 11b.**

La valeur la plus élevée du condensateur est limitée par l'énergie dissipée dans le G.T.O. et le courant crête d'anode provoqué par sa décharge.

Une évaluation des valeurs maximales, dans le cas de réseau triphasé d'entrée, est donnée ci-dessous, à titre d'exemple, pour cinq types de G.T.O fabriqués par RTC :

BT 157 : 25 nF
BTV 58 : 50 nF
BTW 58 : 50 nF
BTV 59 : 100 nF
BTW 59 : 100 nF

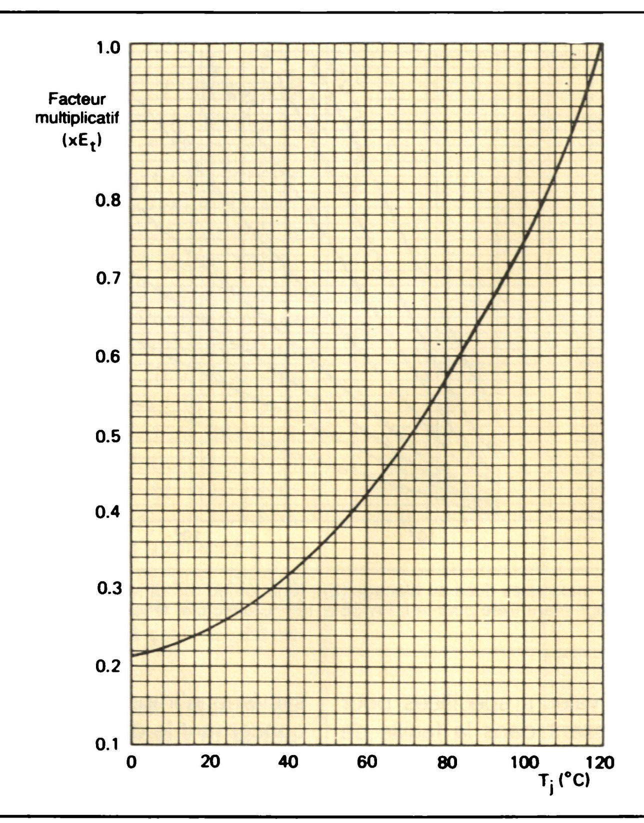


Fig. 29. – Coefficient de variation des pertes au blocage E_t en fonction de la température T_j, avec I_G = 0,5 A et V_{GR} = 10 V pour le BTW 58.

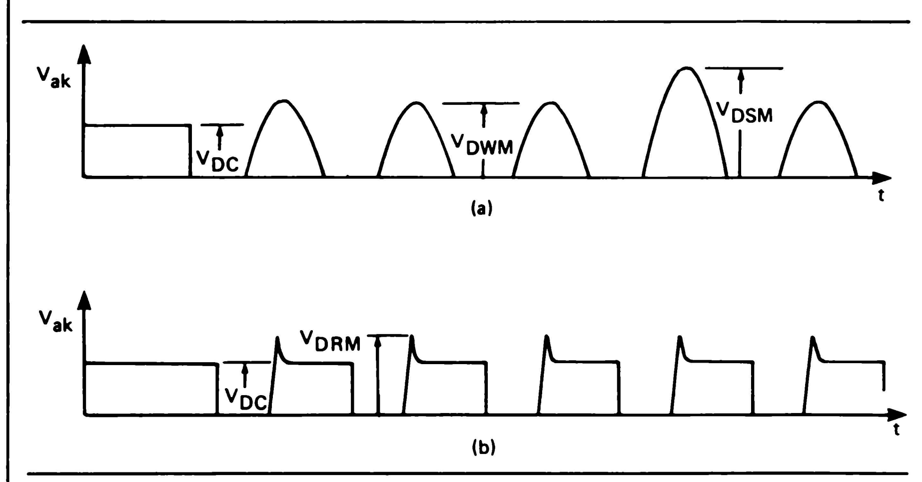


Fig. 30. – Caractéristiques des différentes tensions :
a) circuit résonnant,
b) circuit à ondes quasi-rectangulaires.

Si la contrainte en dV/dt impose une valeur plus élevée, l'utilisation d'un circuit RCD (cf. **figure 11a**) est nécessaire. Si deux G.T.O. sont utilisés dans un circuit en pont, une faible inductance et une diode sont nécessaires dans le circuit d'alimentation continue (cf. **figure 11c**).

c) Dissipation totale du G.T.O.

La dissipation totale du G.T.O. doit être évaluée afin de calculer le radiateur nécessaire.

Les pertes se décomposent en quatre groupes principaux :

- Pertes à l'état passant.
- Pertes à l'état bloqué.
- Pertes à la mise en conduction.
- Pertes au blocage.

Ces pertes peuvent être estimées indépendamment, de la façon suivante :

c1 – Pertes à l'état passant.

Celles-ci peuvent être obtenues par le nomogramme donné dans les spécifications, liant la dissipation au courant moyen et au facteur d'utilisation « a ». Celui-ci est défini comme le rapport entre le courant efficace $I_{T(RMS)}$ et le courant moyen $I_{T(AV)}$.

c2. Pertes à l'état bloqué.

Elles sont données par le produit du courant de fuite, I_D, par la tension à l'état bloqué multiplié par le facteur d'utilisation. La valeur I_D spécifiée permet de déterminer le cas le plus défavorable à tension d'anode et température de jonction maximales.

c3. Pertes à la mise en conduction.

Celles-ci dépendent principalement du courant d'anode et de la forme d'onde de tension au moment de l'amorçage. Si un circuit RCD de protection est utilisé **(fig. 11a)** et la fréquence de commutation faible, les pertes de mise en conduction sont négligeables. Si une simple capacité est employée, l'énergie stockée dans celle-ci est dissipée dans le G.T.O. à chaque période. Par conséquent, les pertes peuvent être calculées en multipliant l'énergie stockée dans le condensateur par le nombre de décharges par seconde. Dans les montages n'utilisant pas de circuit « d'aide à la commutation », les pertes à la mise en conduction peuvent être estimées par la relation suivante :

$$P_{SW(ON)} = \frac{1}{6} \times V_{DS} \times I_T \times t_r \times f_s$$

avec :

V_{DS} : Tension d'anode avant conduction

I_T : Courant d'anode après amorçage

t_r : Temps de croissance du courant

f_s : Fréquence de commutation

c4. Pertes au blocage

Elles dépendent grandement des conditions initiales avant blocage et des formes d'onde des courants et tensions qui peuvent être modifiées par le circuit « d'aide à la commutation » utilisé. Généralement, la traînée de courant, durant cette phase, engendre les pertes les plus importantes.

Les courbes des **figures 28 et 29** permettent d'évaluer ces pertes, en fonction du courant crête, du dV/dt et de la température de jonction. Il est à noter qu'une faible diminution de la température de jonction en fonctionnement réduit sensiblement ces pertes.

Une fois connues la dissipation totale du G.T.O., la température ambiante et celles de jonction en fonctionnement, le radiateur peut être déterminé.

d) Conception du circuit de gâchette

Ce circuit doit être réalisé pour répondre à deux impératifs : une mise en conduction et un blocage optimaux.

La jonction gâchette-cathode du G.T.O. se comporte exactement comme une diode. Le courant direct (servant à l'amorçage) doit être limité afin d'éviter une dissipation excessive. La tension inverse doit être déterminée pour empêcher un phénomène d'avalanche de trop longue durée, qui provoquerait de même une trop forte dissipation. Les feuilles de spécification donnent, pour chaque G.T.O., la puissance maximale admissible dans le circuit de gâchette.

Le circuit théorique de commande est représenté à la **figure 31.**

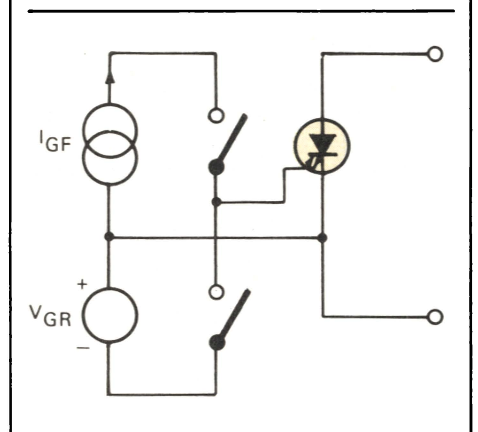


Fig. 31. – Principe de commande.

Les circuits spécifiques au blocage et à la mise en conduction sont décrits ci-dessous :

1° Circuit de mise en conduction

Le courant direct minimum assurant le déclenchement du G.T.O. est donné par la valeur I_{GT} des caractéristiques. Il est à noter que le paramètre I_{GT} est fonction de la température et que le premier amorçage se fait à plus basse température que celle du fonctionnement nominal.

Si le courant utilisé est juste au niveau I_{GT}, le G.T.O. sera amorcé mais le taux de croissance de courant dI/dt sera faible. Dans certaines applications, telles que les onduleurs autonomes de type résonnant, cela ne présente aucun inconvénient, à l'inverse des circuits hacheurs (cas des systèmes de commande de moteur asynchrone) où le dI/dt peut être très important.

Pour réduire la dissipation, il peut être nécessaire d'augmenter le courant de gâchette $I_{GR(PK)}$ de quelques fois la valeur I_{GT}. De plus, l'accroissement du courant I_{GT} réduit le temps de la phase d'amorçage.

Dans tous les cas, il est utile de maintenir un courant positif de gâchette de valeur au moins égale à I_{GT}, pendant toute la durée de conduction du G.T.O. Ceci réduit en effet la chute de tension à l'état passant et diminue donc les pertes en conduction. Dans les systèmes où le courant d'anode est susceptible de prendre une valeur inférieure au courant de maintien I_H, la présence d'un courant de gâchette permet de s'assurer que le composant reste bien amorcé.

Le cas théorique idéal est d'obtenir une valeur d'amorçage de l'ordre de 5 I_{GT}, puis un niveau continu de valeur I_{GT}.

2° Circuit de blocage

Pour obtenir un blocage fiable, une source de tension négative de basse impédance doit être placée entre gâchette et cathode. Le courant crête négatif de gâchette est alors déterminé par la résistance interne gâchette-cathode du G.T.O. et le courant d'anode à bloquer. La valeur maximale de cette tension négative, V_{GR}, est limitée par la tension d'avalanche inverse de la jonction gâchette-cathode. Pour les BT 157, BTV 58, BTW 58, BTV 59, BTW 59 (pris comme exemple précédemment), V_{GR} est supérieure à 10 V. L'influence sur la phase de blocage d'une tension plus faible est montrée dans les spécifications particulières par la courbe I_{TCM} fonction du dV/dt, à V_{GR} fixée.

Une réduction de la valeur V_{GR} jusqu'à 5 V entraîne une diminution de moitié du courant crête contrôlable au blocage.

Dans le cas où la source de tension disponible n'est pas limitée par d'autres considérations de circuit, 10 V est la valeur conseillée.

Pour ne pas limiter la pointe négative de courant de gâchette, $I_{GR(PK)}$, le circuit de blocage doit présenter une faible impédance. Les valeurs maximales de crête I_{TC} sont obtenues aux valeurs négatives I_{GR} maximales, c'est-à-dire au gain minimum en courant pendant la phase de blocage. L'élément qu'il faut absolument minimiser dans le circuit de blocage est l'inductance série. En effet, le temps de stockage du G.T.O. peut être inférieur à 0,5 µs, et toute l'impulsion négative du courant $I_{GR(PK)}$ doit pouvoir circuler pendant ce temps. Si la tension disponible est de 10 V, l'inductance série maximale peut être évaluée comme suit :

Pour un courant d'anode crête $I_{T(PK)}$ fixé, si l'on impose un gain en courant au blocage de 2, la valeur crête négative du courant de gâchette est donc :

$I_{GR(PK)} = I_{T(PK)}/2$.

Le temps de stockage maximum à température ambiante est donnée par les spécifications. En pratique, le temps de stockage t_S peut être inférieur, mais une marge de sécurité (un facteur 2, par exemple) assure une bonne fiabilité.

Des valeurs de I_{GR}, t_s et V_{GR}, on déduit l'inductance série L_g :

$L_g \leqslant (V_{GR} \times t_S) / (2 \times I_{GR(PK)})$

soit

$L_g \leqslant (V_{V_{GR}} \times t_S) / I_{T(PK)}$

Il faut remarquer qu'à la fin du temps de stockage, lorsque la décroissance rapide du courant d'anode se produit, le courant de gâchette atteint sa valeur crête et commence à diminuer. Du fait que ce courant circule dans l'inductance série L_g, la jonction gâchette-cathode est en avalanche inverse pendant la courte durée nécessaire à la dissipation de l'énergie stockée dans l'inductance L_g. Une faible valeur L_g n'entraîne aucune détérioration du G.T.O.

La source de tension permettant la polarisation inverse de gâchette dépend de l'application et du facteur d'utilisation. Par exemple, dans le cas d'une alimentation de type série résonnant ou de certains circuits hacheurs, une capacité peut être montée en série avec la gâchette.

Cette capacité se charge, pendant la conduction du G.T.O., par le courant de gâchette et peut être utilisée comme source négative pour l'extinction du composant.

La valeur du condensateur doit être assez élevée pour que l'impulsion négative ne provoque pas une décharge de plus de 1 V et assez faible pour que la capacité puisse être suffisamment chargée durant la conduction du G.T.O.

La tension de charge crête doit être inférieure à la tension de claquage de la jonction gâchette-cathode, pour éviter une dissipation trop importante de gâchette.

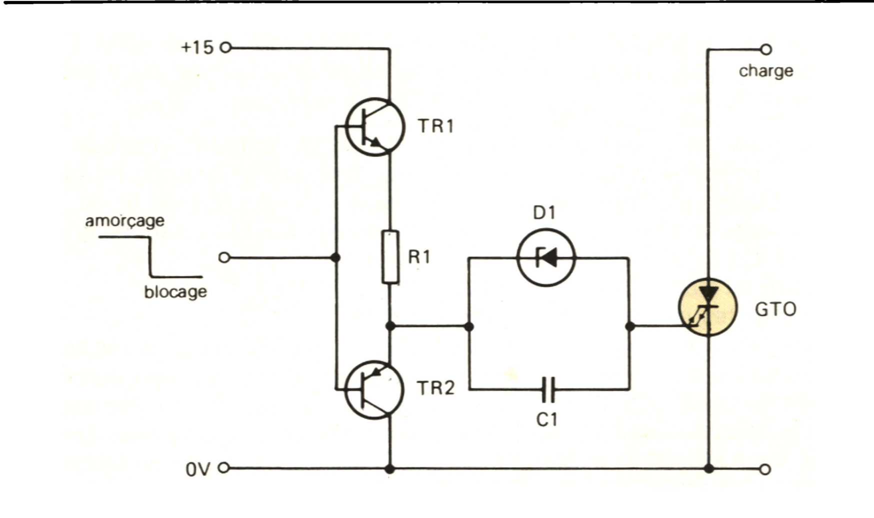


Fig. 32. – Exemple de circuit de commande pour de faibles facteurs d'utilisation.

La **figure 32** représente un tel circuit de commande. Le transistor TR1 provoque la mise en conduction du G.T.O. et la charge du condensateur C1. R1 limite la valeur du courant crête. La diode Zener Z1 limite la tension maximale de charge de C1 à 12 V et permet le passage du courant au-delà de cette valeur de tension.

Le transistor TR2 est un « Darlington » réalisant le blocage. Une combinaison de la chute de tension directe du Darlington et de la tension négative V_{C1} permet d'obtenir une commande de gâchette d'environ −10 V ; les charges extraites par la gâchette peuvent être déterminées par I_{GR} et t_S. Une hypothèse de calcul est de considérer le courant de gâchette comme triangulaire, d'amplitude crête $I_{GR(PK)}$ et de durée 2 × t_S. Les charges extraites sont alors :

$Q_C = I_{GR(PK)} \times t_S$.

Dans le cas où le facteur d'utilisation est grand, par exemple pour la commande de moteur asynchrone où la plage de variation est de 0 % à 100 %, une source de tension indépendante est nécessaire.

Un découplage de cette tension par un condensateur à faible coefficient de self inductance est nécessaire pour assurer une faible inductance série du circuit de gâchette.

Une configuration simple à transistor ou Darlington peut être employée (cf. **fig. 10**).

e) Choix de la diode montée en anti-parallèle

Afin d'éviter une polarisation inverse du G.T.O. supérieure à quelques volts et permettre le passage du courant inverse nécessaire à certaines applications, il peut être nécessaire de placer en anti-parallèle sur le G.T.O. une diode. Le choix de celle-ci est fixé par le courant moyen direct $I_{F(AV)}$, et le courant crête répétitif I_{FRM}, de même que par la tension crête répétitive V_{RRM}. La valeur de V_{RRM} est la même que la tension V_{DRM} considérée pour le G.T.O.

Pour les onduleurs de commande de moteurs alternatifs, les deux relations suivantes doivent être vérifiées :

I_{FRM} (diode) = I_{TRM} (G.T.O.)

$I_{F(AV)}$ (diode) = $I_{(AV)}$ (G.T.O.)

Une famille de diodes a été spécialement développée par RTC pour répondre à la haute tenue en tension des G.T.O. Le tableau ci-dessous montre la concordance Diode/G.T.O. pour quatre modèles.

G.T.O.	DIODE
BTV 58	BY 329
BTV 59	BY 329
BTW 58	BY 359
BTW 59	BY 359

f) Conclusion

Les étapes principales nécessaires à la conception fiable de systèmes utilisant des thyristors G.T.O. sont :
- Déterminer les caractéristiques de tension
- Choisir le G.T.O. permettant les I_{TC} et dV/dt désirés
- Calculer le radiateur
- Concevoir le circuit de commande
- Choisir la diode de protection en anti-parallèle, si nécessaire.

D'après la note technique SC 53 de RTC

Cette note donne en outre un exemple détaillé de détermination du circuit lié aux G.T.O.

Référence : Publication technique Philips N° 116 : « Simples rules for G.T.O. circuit design », par A. Woodwoth et F. Burgum.

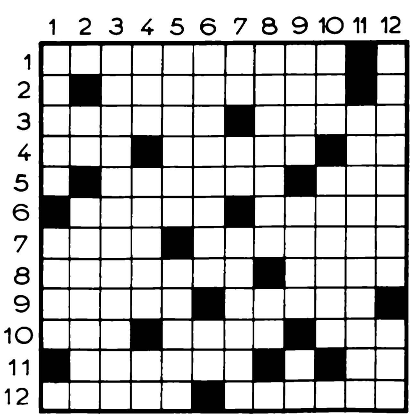
Les mots croisés d'Electronique Applications

Horizontalement

1. L'induction est liée à cette propriété. – 2. Des œufs à la coque. – 3. Il est à la masse. N'a qu'un petit morceau de camembert. – 4. Ne connaissent aucune retenue. Une vieille pépinière d'envahisseurs. Une bonne recette pour la faire. – 5. Selon Stevenson, une partie revint à John Silver. Lettre de Platon. – 6. Est donc fauché. Quel bêta ! – 7. Révèle une certaine impatience. S'est installée dans une colonie où règne une certaine effervescence. – 8. Se fit pesant. Fragments de plateau formant des buttes. – 9. Traîne en longueur. Son rôle est protecteur. – 10. Forme une pointe sur la Méditerranée. Procède à des mises à feu. Un voisin. – 11. Fait appel à l'un de nos sens. S'étend à 1 500 m. – 12. Est insonore, mais pas inodore. Dangereusement attirante.

Verticalement

1. Découvrit les effets d'auto-induction. Parenté. – 2. Victime du faisan. Se fait encore parfois en série. – 3. Provoquent certains ralentissements. – 4. Signe de précocité. S'exprimer à la manière d'un roi. Il n'est pas gracieux de les voir. – 5. Le dernier coup. Fait appel à la raison. – 6. Ses effets se font ressentir sur le flux. N'est pas courant. – 7. Gardent l'entrée. Traditionnel au Japon. Tensions dans les circuits primaires. – 8. Tumeur. Unité en campagne. – 9. Fonda Albe la Longue. L'accent de Béziers. Abrite une vaste nécropole. – 10. Fait la manche. Il ne supporte pas les mauvais conducteurs. – 11. La bonne est à prendre. – 12. Nous fait dire que c'est râpé. Sut protéger ses espèces.





La détection synchrone
(deuxième partie)

La première partie de cette étude s'est attachée à donner les principes théoriques fondamentaux de la détection synchrone.

Afin de ne pas se limiter à des considérations purement formelles, l'auteur envisage dans ce second article les applications principales de ce procédé, à savoir : en sciences physiques, en réception radio (stéréo, DBL, BLU) et en télévision.

Applications en physique

Les propriétés du détecteur synchrone en termes de bande passante et de bruit en font un outil très efficace aux mains des physiciens pour détecter et mettre en évidence des signaux issus d'expériences physiques (parfois à l'échelle moléculaire ou atomique), généralement très faibles et complètement noyés dans le bruit.

On ne peut donc pas omettre de décrire brièvement les deux principales méthodes qui sont utilisées, lesquelles sont connues sous le nom de « détection synchrone simple » dans le cas d'une grandeur fixe (par exemple la mesure de flux lumineux faibles par détection du courant traversant un élément photosensible), et « détection avec modulation faible amplitude », ou en anglais « lock-in », dans le cas où l'on étudie une grandeur en fonction d'une autre (y = f(x)) par balayage.

La première méthode, illustrée par la **figure 20,** met directement en évidence le signal recherché, la deuxième, illustrée plus loin par la **figure 22,** met en évidence la première ou la deuxième dérivée du signal y = f(x).

Première méthode : Supposons que l'on souhaite par expérience déterminer la grandeur Y dont les valeurs, très faibles, issues d'un capteur sont difficilement mesurables, car noyées dans le bruit. Le spectre du bruit étant généralement beaucoup plus large que celui du signal, on ne peut pas séparer ce signal par simple filtrage.

On fait donc appel au procédé suivant : modulation puis démodulation synchrone du signal capté **(fig. 20)** comme suit :

Y → Y cos ωt →	S cos ωt →	S
(modulation)	(signal capté)	(démodulation synchrone)

Seconde méthode : « Lock-in ». Cette méthode est utilisée dans le cas d'un phénomène physique Y, fonction d'une grandeur X.

Y = Y (X)

pour $X_{min} < X < X_{max}$

On doit donc balayer la grandeur X (X = K · t) entre ses valeurs limites pour pouvoir relever à la sortie du capteur la

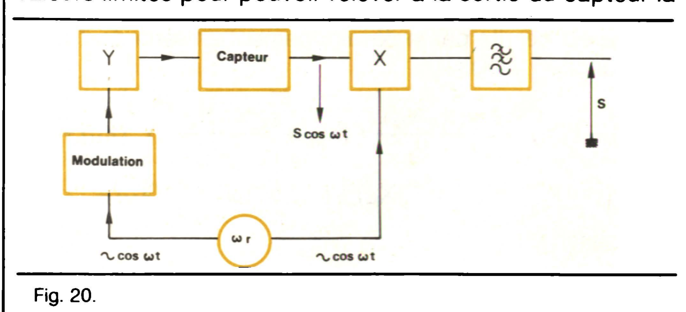


Fig. 20.

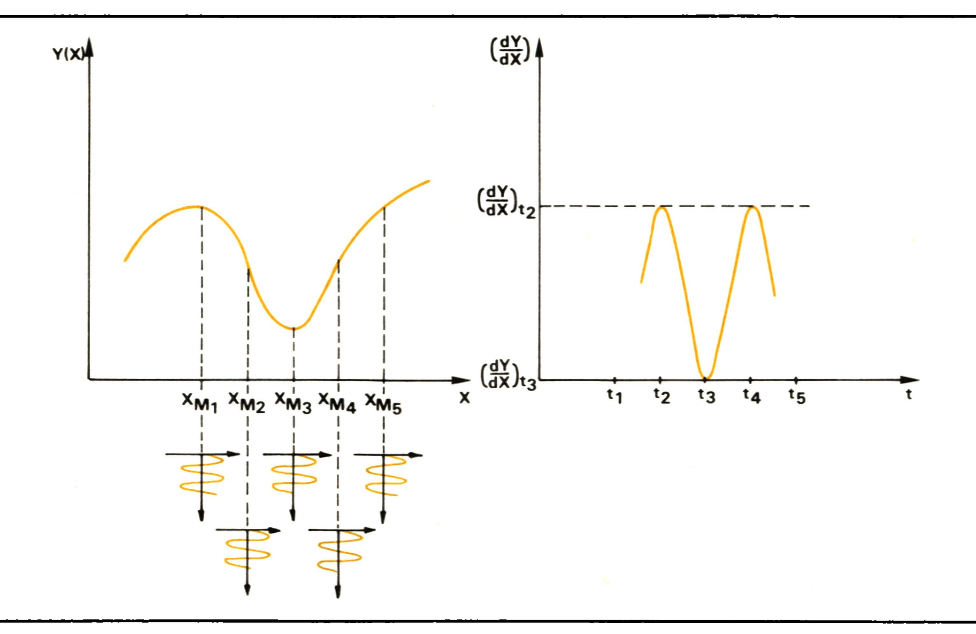


Fig. 21.

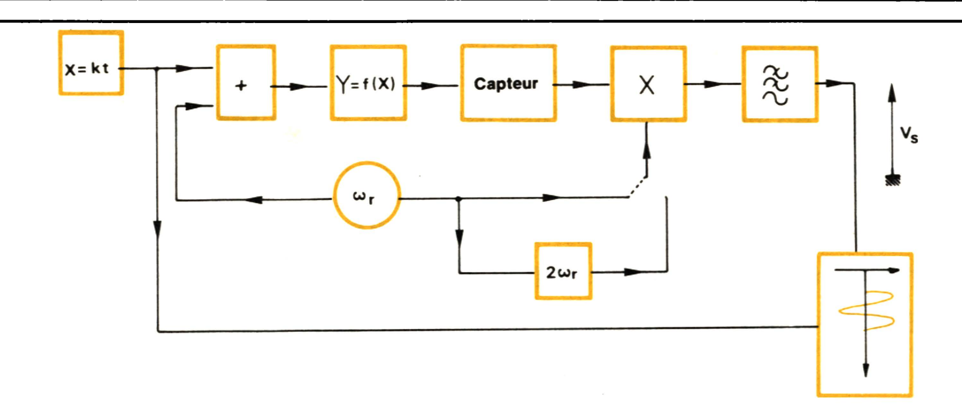


Fig. 22.

valeur correspondante de Y **(fig. 21)**. Ces valeurs étant généralement faibles devant un niveau de bruit prohibitif, une détection simple et directe du phénomène n'est pas facile.

On a recours encore une fois à la modulation de la grandeur X suivie d'une démodulation synchrone.

On utilise donc pour X non plus la forme X = K · t (simple balayage), mais la relation suivante :

$X = K \cdot t + X_{oo} \cos \omega_r t = X_{Mt} + X_{oo} \cos \omega_r t$ **(fig. 21)**

avec X_{oo} toujours petit devant X_{Mt} ($X_{Mt} = K \cdot t_M$)

K est donné en unités de X/sec.

Ainsi, la réponse du système autour d'un point M quelconque est décrite par le développement en série de *Taylor* de la fonction Y (X) :

$$Y_{(M)}(X) = Y(X_M) + \frac{(X-X_M)}{1!} Y'(X_M) + \frac{(X-X_M)^2}{2!} Y''(X_M) + \ldots$$

$$= Y(X_M) + (X_{oo} \cdot \cos \omega_r t)\, Y'(X_M) + (X_{oo} \cos \omega_r t)^2 Y''(X_M) + \ldots$$

Soit enfin :

$$Y_{(M)}(X) = Y(X_M) + (X_{oo} \cos \omega t)\, Y'(X_M) + \left(\frac{1 + \cos 2\omega t}{2}\right) Y''(X_M)$$

Après la détection synchrone en utilisant comme référence le signal modulant (ω_r) à la sortie on a :

$V_s\,(t_M) \propto Y'_{(M)}$

c'est-à-dire l'état de la sortie à chaque instant ; t_M est la dérivée du signal Y(X).

En utilisant comme référence l'harmonique deux du signal modulant on a :

$V_s\,(t_M) \propto Y''_{(M)}$

Cas d'un signal de référence non sinusoïdal

Lorsque le signal de référence n'est pas sinusoïdal mais périodique d'une autre forme, le fonctionnement du détecteur n'a rien d'original. Il est cependant intéressant de consacrer quelques lignes au cas d'un signal carré, car dans quelques cas (en physique – surtout en photométrie) l'utilisation d'une telle forme s'avère plus simple. Notons quand même que plusieurs auteurs commencent l'étude du détecteur synchrone avec un signal de référence carré.

Supposons que la référence soit le signal « tout ou rien » de la **figure 23**.

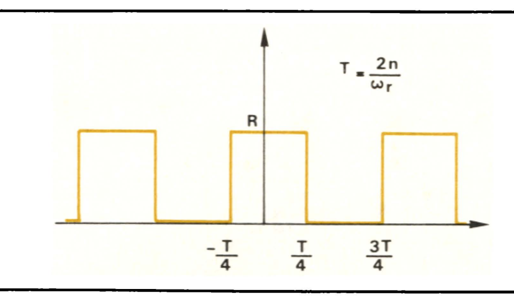


Fig. 23.

L'analyse harmonique du signal $V_r(t)$ donne :

$$V_r(t) = \alpha_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \cos n\omega_r t$$

avec ω_r la fréquence fondamentale. On a :

$$a_n = \frac{2}{T}\int_0^T V_r(t)\cos(n\omega_r)t\,dt = \frac{2}{T}\int_{-T/4}^{T/4} R\cos(n\omega_r)t\,dt$$

Soit :

$$a_n = \frac{2R}{n\cdot\pi}\cdot\sin\frac{\pi\cdot n}{2}$$

Et :

$$a_0 = \frac{1}{T}\int_{-T/4}^{T/4} R\,dt = \frac{R}{T}\frac{T}{2} = \frac{R}{2}$$

Ainsi :

$$V_r(t) = \frac{R}{2} + \frac{2R}{\pi}\cos\omega_r t - \frac{2R}{3\pi}\cos(3\omega_r)t + \frac{2R}{5\pi}\cos(5\omega_r)t - \ldots$$

A partir de cette expression, il est évident que le détecteur synchrone de la **figure 24** (simulé par un interrupteur qui s'ouvre et se ferme au rythme du signal $V_r(t)$, au lieu d'être contrôlé par une unique pulsation ω_r, se trouve contrôlé inévitablement et simultanément par tous les harmoniques impairs de la pulsation fondamentale ω_r.

La tension de sortie correspondant à la pulsation $(K\omega_r)$ se trouve multipliée par le facteur $\lambda = 2/K\pi$

$$V'_S(t) = V_e(t)\left[\frac{R}{2} + \frac{2R}{\pi}\cos\omega_r t - \frac{2R}{3\pi}\cos(3\omega_r)t + \ldots\right]$$

Le fonctionnement du détecteur, en ce qui concerne la sélectivité de détection et le bruit, est dégradé à cause des inévitables fenêtres de détection aux fréquences harmoniques **(fig. 25)**. La tension de sortie est la somme des tensions détectées à l'entrée aux différentes fréquences harmoniques. En pratique, il s'agit donc de faire un choix suivant le cas précis et en fonction de ce que l'on désire.

Applications à la réception radio

Utilisation d'un détecteur synchrone comme démodulateur AM

Le démodulateur synchrone, qui très souvent en radiotechnique porte le nom de « détecteur de produit », est très utilisé dans les récepteurs AM. Si, dans le cas d'une démodulation AM classique avec porteuse, où l'on a la possibilité de faire une détection d'enveloppe, il offre une amélioration de la qualité de réception, le démodulateur synchrone est indispensable en DSB et BLU (modulations sans porteuse).

Examinons les différents cas en commençant par la modulation AM classique avec porteuse.

- **A.M. avec porteuse**

Soit le signal X(t) à l'entrée du démodulateur **(fig. 28)** avec :

$X(t) = A(1 + m\cos\Omega t)\cos(\omega t + \varphi)$ [1]

où Ω et ω sont respectivement la pulsation du signal modulant et celle de la porteuse, **m** le taux de modulation et **A** l'amplitude de la porteuse non modulée.

Ainsi $m\cdot A = A_m$ représente l'amplitude du signal modulant.

Pour la démodulation rien ne change si l'on considère que le signal X(t) est le signal reçu après amplification **(fig. 26)** ou le signal issu de l'étage F.I. du récepteur **(fig. 27)**. Dans ce deuxième cas, la pulsation ω n'est pas, bien sûr, la fréquence porteuse mais la fréquence intermédiaire du récepteur.

On a : $V_1(t) = X(t).\,V_r(t)$ [2]

Supposons la référence (oscillateur local pour la détection) avec la même fréquence ω. On a :

$V_r(t) = R.\cos(\omega t + \varphi_r)$ [3]

En développant la relation [2] on obtient :

$$V_1(t) = \frac{AR}{2}(1 + m\cos\Omega t)\left[\cos(2\omega t + \Sigma\varphi) + \cos\Delta\varphi\right]$$

avec :

$\Sigma\varphi = \varphi + \varphi_r$
$\Delta\varphi = \varphi - \varphi_r$

Si $\Omega < \frac{1}{RC} < \omega$, on obtient :

$$V'_S(t) = \frac{AR}{2}(1 + m\cos\Omega t)\cos\Delta\varphi$$

d'où :

$$V_S(t) = \frac{AR}{2} m\cos\Omega t\cos\Delta\varphi \text{ et :}$$

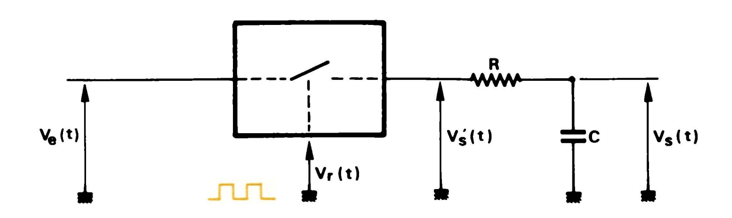


Fig. 24

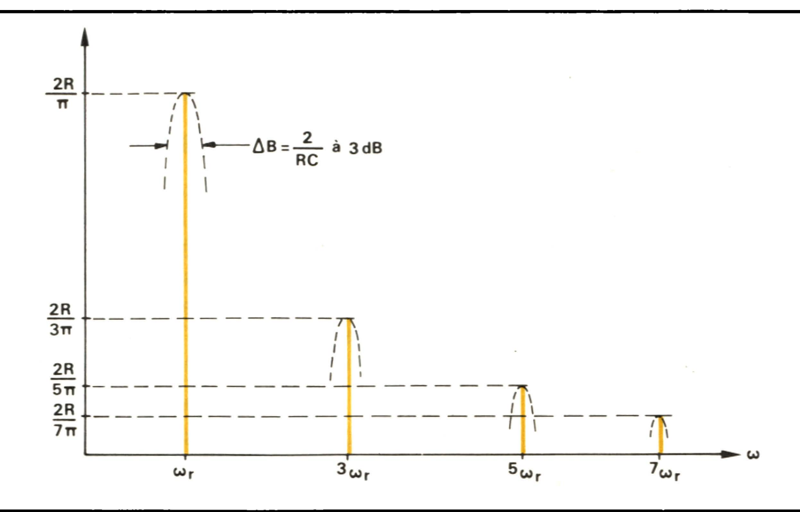


Fig. 25.

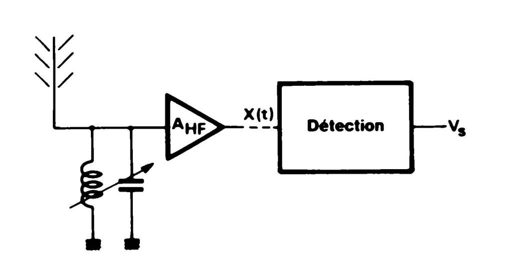


Fig. 26.

$$V_S\,(t) = \left(\frac{R}{2}\cos\Delta\varphi\right)\cdot A_m \cos\Omega t \qquad [4]$$

Ce résultat représente le signal modulant à un facteur près. Il faut quand même signaler encore une fois l'influence du facteur [cos $\Delta\varphi$] sur le rendement de la détection. Ce facteur risque de masquer plus ou moins le signal de modulation **(fig. 29).**

En réalité, si $\Delta\varphi = \frac{\pi}{2}\left(\varphi - \varphi_r = \frac{\pi}{2}\right)$, $\cos\Delta\varphi = 0$

donc : $V_S\,(t) = 0$, non à cause de l'absence de signal modulant, mais parce que porteuse et référence sont en quadrature.

La meilleure condition pour récupérer le signal BF à la sortie est obtenue lorsque $\Delta\varphi = 0$ ($\cos\Delta\varphi = 1$), c'est-à-dire lorsque la porteuse et la référence sont deux signaux synchrones (cohérents) soit :

$$V_S\,(t) = \frac{R}{2} A_m \cos\Omega t$$

Une dernière remarque est utile : Si $\omega_r \neq \omega$, le signal de sortie présente une distorsion de fréquence.

On peut facilement prouver que :

$$V_S\,(t) = \frac{R}{2} A \cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi)$$

(si le filtre de sortie laisse passer la pulsation $\Delta\omega$). C'est-à-dire qu'on n'obtient pas le signal modulant.

- **Signal double bande latérale (D.B.L.)**

Soit X(t) un signal D.B.L. donné par l'expression :

$$X(t) = A\cos\Omega t \cos(\omega t + \varphi)$$
$$= \frac{A}{2}\cos[(\omega - \Omega)\,t + \varphi] + \frac{A}{2}\cos[(\omega + \Omega)\,t + \varphi]$$

Il est sans importance que le signal X(t) vienne directement de l'amplificateur HF ou du bloc F.I. **(fig. 26 et 27).** Simplement, dans ce deuxième cas, ω est la fréquence intermédiaire.

Un tel signal arrivant au démodulateur synchrone subit une transposition de fréquence, et après la détection on obtient :

$$V_S\,(t) = \left(\frac{R}{2}\cos\Delta\varphi\right)\cdot A_m \cos\Omega t \qquad [5]$$

(fig. 30).

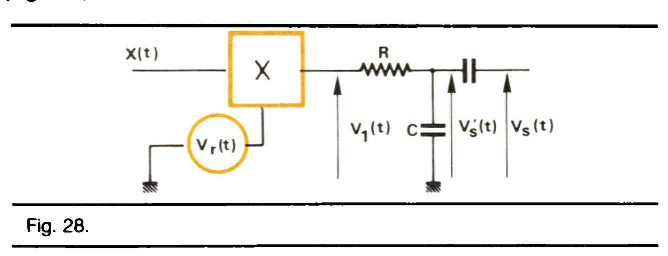


Fig. 28.

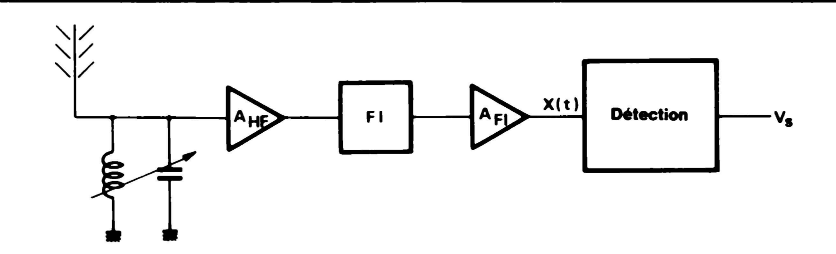


Fig. 27.

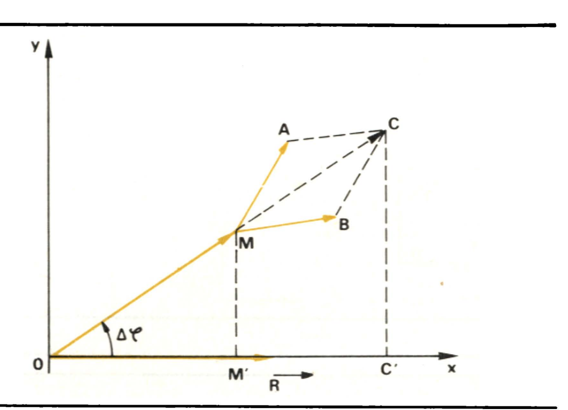


Fig. 29. – R : vecteur référence ; 0M : vecteur porteuse ; MA et MB : vecteurs B.L.

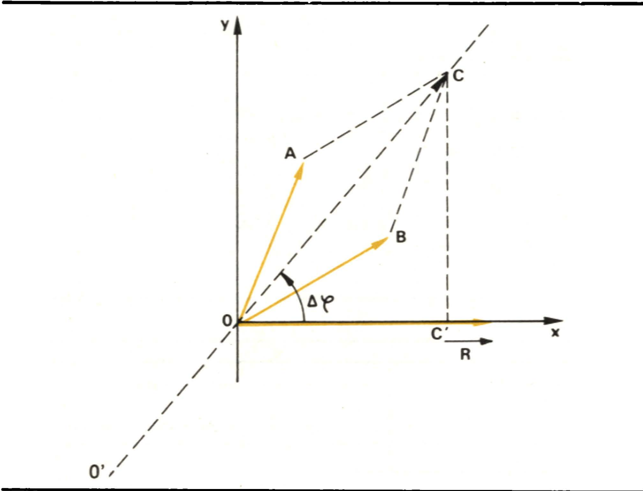


Fig. 30. – 0'0 : porteuse supprimée ; 0A, 0B : vecteurs BLS, BLi ; 0C' : vecteur détecté.

La nécessité d'avoir cos $\Delta\varphi$ = 1 est également ici évidente. Pour cette valeur le rendement de détection devient maximal.

Le signal double bande latérale se rencontre surtout en télévision **(fig. 19a,b)** et en émission « stéréo ». A titre indicatif, la **figure 36** montre un ensemble de modulation (émission) et de démodulation (réception) des signaux « stéréo ». Au niveau de la démodulation, la reproduction fidèle des signaux [G-D] nécessite une détection synchrone.

- **Signal B.L.U**

Si X(t) est un signal B.L.U., on a l'expression :

$X(t) = A \cos [(\omega + \Omega) t + \varphi]$ pour la B.L.S,

ou

$X(t) = A \cos [(\omega - \Omega) t + \varphi]$ pour la B.L.I.

Prenons le cas de la bande latérale supérieure. En développant la relation [2] et après filtrage, on trouve :

$$V_s (t) = \frac{R}{2} A \cos (\Omega t + \Delta\varphi) \qquad [6]$$

Cette fois, le résultat est différent des deux cas précédents. Le terme $\Delta\varphi$ (toujours $\Delta\varphi = \varphi - \varphi_r$, le déphasage entre la porteuse supprimée et la référence) est moins gênant parce qu'il intervient comme simple déphasage du signal modulant et non plus comme facteur cos $\Delta\varphi$.

Cette « distorsion » de phase n'est en principe pas gênante **(fig. 31)**. Ainsi, la cohérence de phase entre référence et signal B.L.U. n'est pas à première vue indispensable. (Par contre la cohérence en fréquence, comme dans les autres cas, est indispensable. Dans le cas contraire :

$$V_S (t) = \frac{R}{2} A \cos [(\Delta\omega + \Omega) t + \Delta\varphi],$$

donc distorsion complète.)

Conclusion

D'après l'analyse faite plus haut, il est évident que, dans tous les cas (AM avec porteuse, D.B.L. et B.L.U.), la reproduction fidèle et dans les meilleures conditions du signal Basse Fréquence exige une référence cohérente en fréquence et en phase avec le signal support (fréquence porteuse pour la **fig. 26** ou fréquence intermédiaire pour la **fig. 27**). Une erreur de phase provoque une diminution de rendement de la détection dans les deux premiers cas et une distorsion de phase dans le cas de la B.L.U.

Pour obtenir la cohérence, on améliore selon le cas la chaîne de détection et on essaye de générer ou asservir la fréquence de référence à partir de la fréquence « support » (ω). Nous examinerons les différentes procédures utilisées.

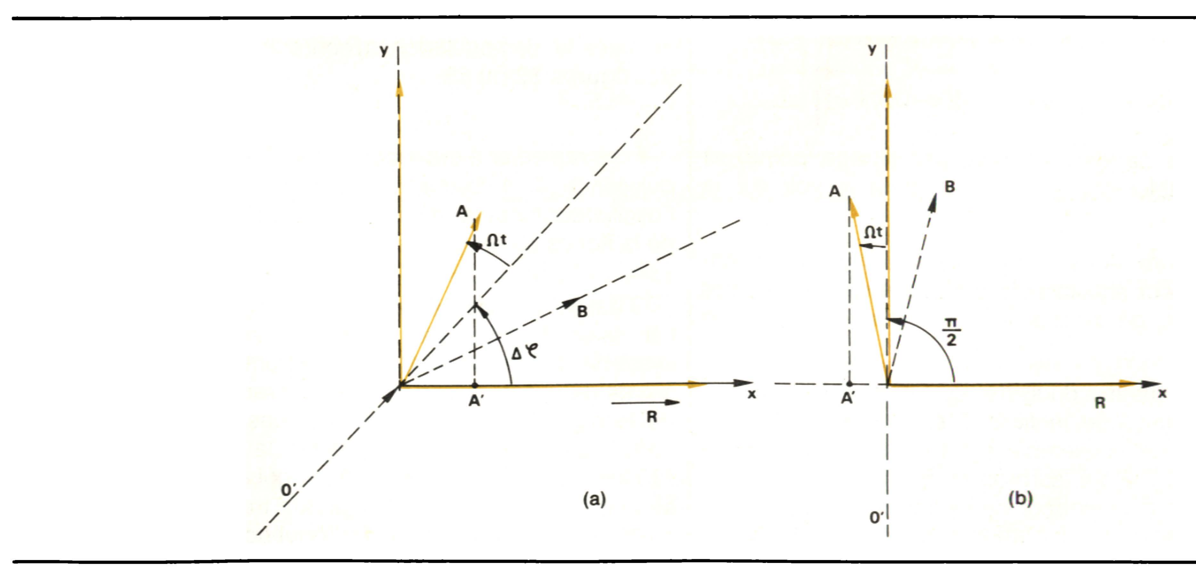


Fig. 31. – 0'0 : porteuse supprimée ; 0A : vecteur BLS ; 0B : BLi supprimée ; 0A' : vecteur détecté.

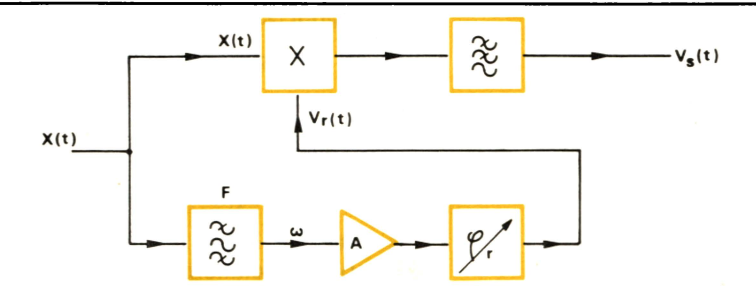


Fig. 32.

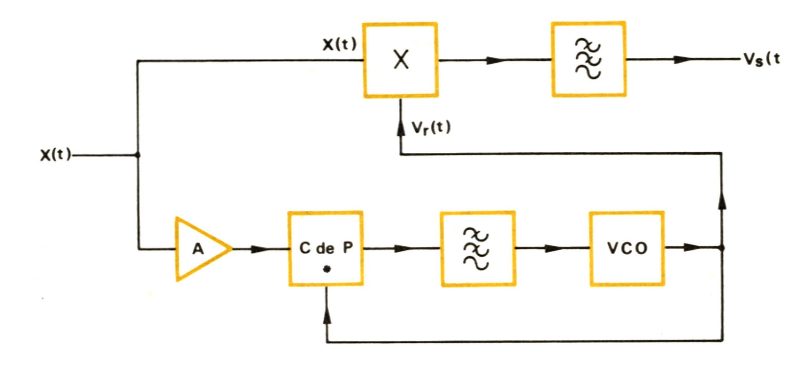


Fig. 33. (*) C de P représente le comparateur de phase.

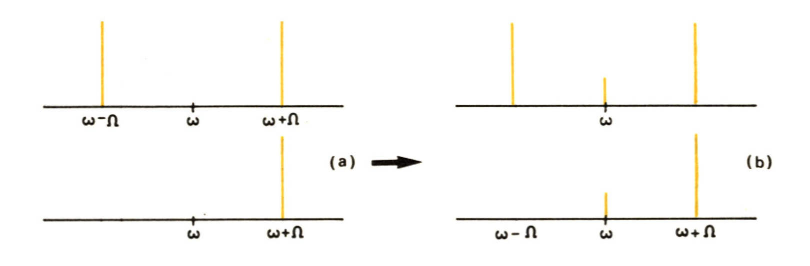


Fig. 34.

- **Avec porteuse (AM classique)**

Dans ce cas on peut utiliser comme référence le terme A cos ($\omega t + \varphi$) de X(t) :

$$X(t) = A\,(1 + m \cos \Omega t) \cos (\omega t + \varphi) = A \cos (\omega t + \varphi) + \frac{Am}{2}\left[\left(\cos[(\omega + \Omega)t + \varphi]\right) + \cos[(\omega - \Omega)t + \varphi]\right]$$

séparé des deux bandes latérales par filtrage pointu et amplifié convenablement, comme on peut le voir sur la **figure 32.**

Dans cette figure, A est l'amplificateur et $\varphi\nearrow$r un éventuel déphaseur pour équilibrer la différence de phase entre les deux chemins de la chaîne et chercher la condition $\Delta\varphi = 0$.

L'inconvénient majeur du système, cependant simple en principe, est le fait que le filtre F est « étroit », donc la bande d'accord de l'ensemble est très limitée (effectivement : $B_F < 2\,\Omega$). Pour surmonter cet inconvénient, on utilise le système plus élaboré de la **figure 33.** Ici, la référence est le signal d'un oscillateur local (V.C.O.), verrouillé sur la fréquence ω du signal reçu à l'aide d'un asservissement de phase.

- **Signal sans porteuse (D.B.L. ou B.L.U.)**

Dans le cas des D.B.L. ou B.L.U. pures, on ne dispose pas dans l'expression du signal reçu X(t) d'un terme à la fréquence ω (fréquence support) **(fig. 34a)** qui permettrait de faire la démodulation synchrone suivant la procédure des **figures 32 ou 33.**

Pour remédier à cet inconvénient, on transmet une faible puissance à la fréquence ω, dont le rôle est d'asservir l'oscillateur local de détection **(fig. 34b).** Ainsi la procédure de la **figure 33** est envisageable.

C'est le cas par exemple en télévision **(fig. 19b)** ou à l'émission-réception des signaux « stéréo » **(fig. 36).** Dans le système NTSC de télévision, par exemple, on transmet des salves de synchronisation de la référence pendant la durée de la suppression ligne. Dans le cas des signaux stéréo, cette faible émission concerne la fréquence support (38 kHz) de l'information « G-D », qui est incluse continuellement dans le spectre de signaux transmis (en réalité, ce n'est pas directement cette fréquence qui est transmise, mais la moitié, soit 19 kHz, qui sera ensuite doublée dans le récepteur – **fig. 36**).

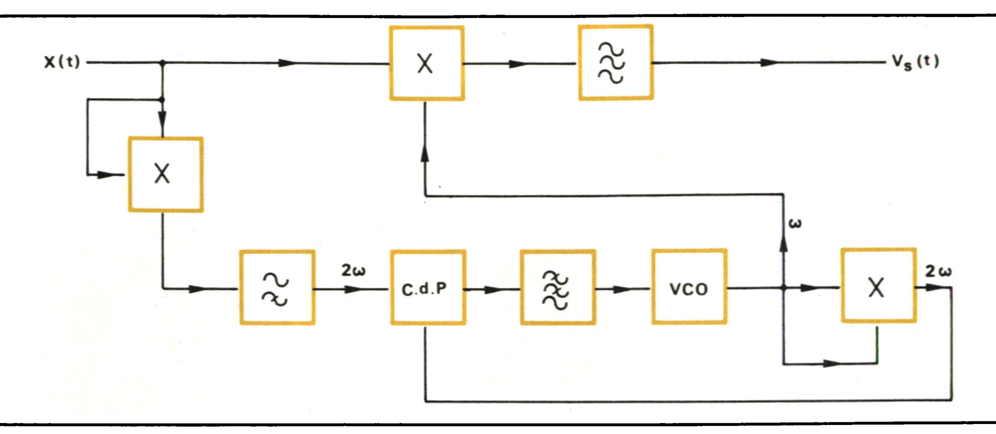


Fig. 35.

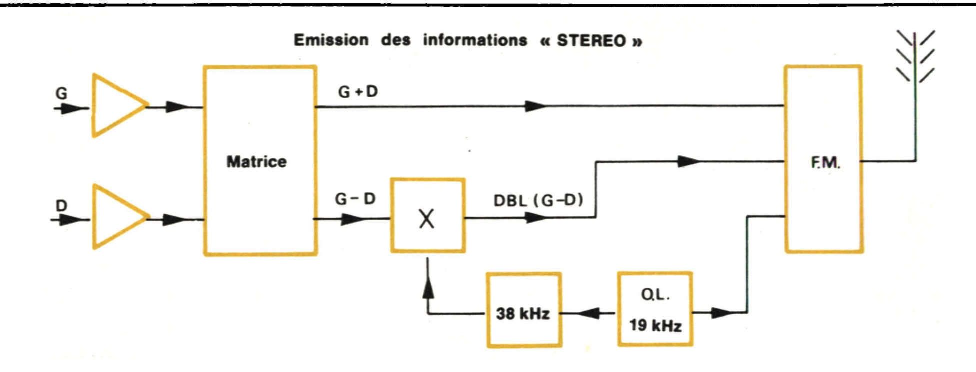


Fig. 36.

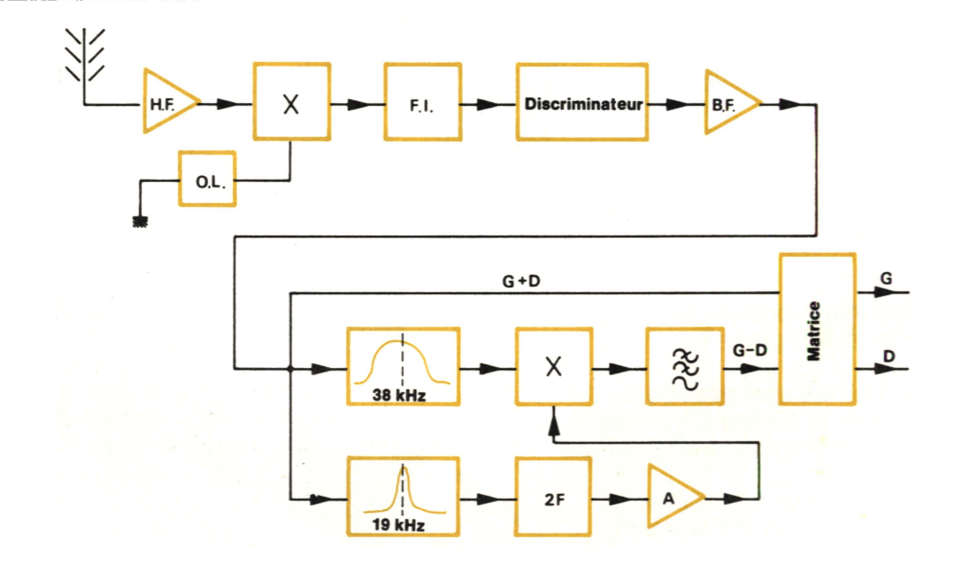


Fig. 37.

En tout cas, si on veut éviter la transmission d'un faible signal d'asservissement de l'oscillateur local, on peut utiliser au niveau de la réception des procédures plus compliquées pour obtenir la cohérence nécessaire à la détection **(fig. 35).**

Soit $X(t) = A \cos \Omega t \cdot \cos(\omega t + \varphi)$

En prenant le carré de X(t)

$X^2(t) = A^2 \cos^2 \Omega t \cdot \cos^2(\omega t + \varphi)$

$$= \frac{A^2}{4}(1 - \cos 2\,\Omega t)\ \left[1 - \cos(2\omega t + 2\varphi)\right]$$

$$X^2(t) = \frac{A^2}{4}(1 - \cos 2\Omega t) - \frac{A^2}{4}(1 - \cos 2\,\Omega t) \cdot \cos(2\omega t + 2\varphi)$$

Le deuxième terme de cette expression, que l'on peut récupérer après filtrage, est un signal modulé en amplitude, avec porteuse mais à la fréquence 2 ω.

On doit donc utiliser un système analogue à celui de la **figure 33,** mais cette fois le VCO qui fournit la référence sera verrouillé par l'intermédiaire de son harmonique 2. On aboutit effectivement au schéma de la **figure 35.**

A. Nassiopoulos

Si seulement il avait eu...

Alexander Graham Bell inventa le premier téléphone en 1876. Un homme remarquable, et un appareil révolutionnaire.

En 1984, Allen-Bradley élargit les frontières de la communication avec une gamme de réseaux hybrides à couche épaisse, d'une conception révolutionnaire qui leur est propre.

Les hybrides, de dimensions réduites, et réalisés conformément à vos spécifications, sont entièrement étudiés et fabriqués dans nos usines européennes, où la qualité est le mot clé.

De nos jours, les circuits hybrides sont vraiment au cœur des systèmes mondiaux des télécommunications.

Faites appel à Allen-Bradley – et à Alexander – **téléphonez-nous pour de plus amples informations.**



ALLEN-BRADLEY

23, avenue du Général Leclerc - 92340 Bourg-la-Reine - Tél. : **(1) 547.60.06** - Télex : **205 465**

SERVICE-LECTEURS N° 15



Comment établir un cahier des charges

L'établissement d'un « cahier des charges » est une tâche importante qui conditionne en partie la réussite du produit concerné. Toutefois, de nombreux professionnels ne disposent pas d'une méthodologie efficace permettant la rédaction de ce document. C'est cette technique que nous nous proposons de développer dans cet article.

Avant d'établir le canevas permettant de réaliser le cahier des charges proprement dit, il est utile de rappeler les étapes et points fondamentaux à prendre en considération de façon à aboutir, a posteriori, de la façon la plus pondérée possible.

Il nous arrivera d'utiliser en lieu et place de l'expression « cahier des charges » son abréviation CACH, ceci afin d'alléger le texte.

Nécessité d'un cahier des charges

Lors de l'élaboration d'un produit, la rigueur méthodologique sera le meilleur moyen d'éviter l'interprétation subjective ; d'où la nécessité d'un cahier des charges qui doit permettre au groupe « Etude et Conception » de s'orienter vers une solution qui réponde le mieux possible aux besoins de l'utilisateur.

Il faut savoir qu'au niveau des différents secteurs d'une entreprise intervenant dans le développement d'un produit, c'est le secteur « Etudes » qui a la part de responsabilité la plus importante sur le coût final du produit **(fig. 1).** L'organigramme fonctionnel de la **figure 2** représente les différentes étapes nécessaires à la création d'un produit industriel.

Lorsqu'on arrive à la phase « Etude et Vérification des Solutions », il est impératif que le produit ait été, de

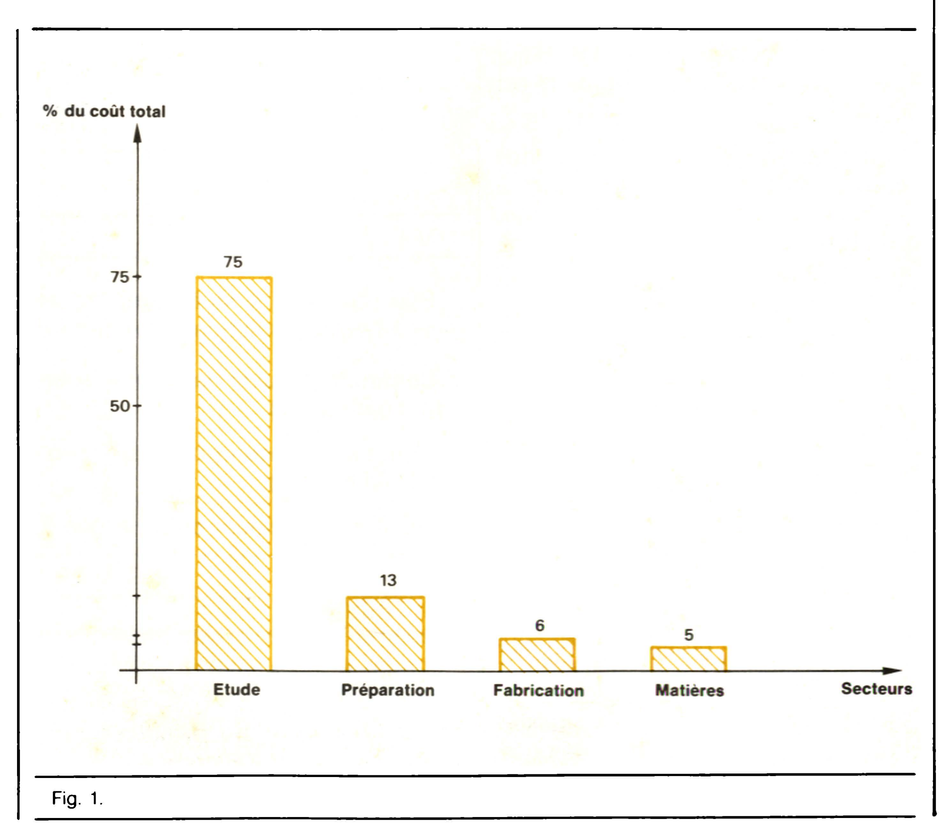


Fig. 1.

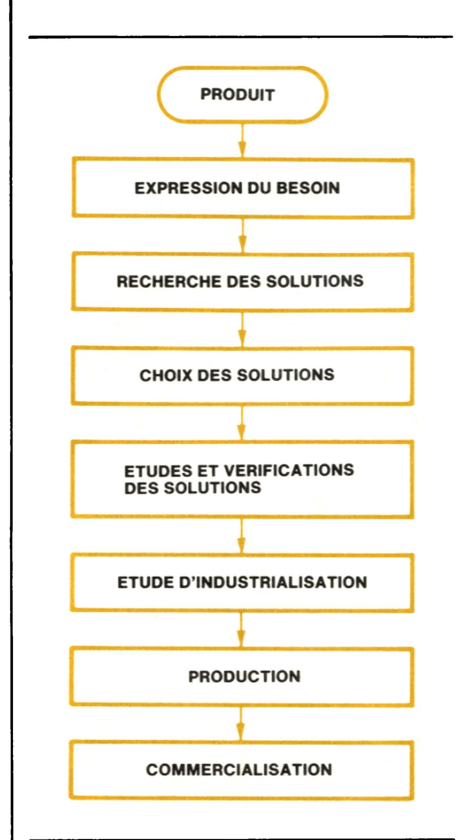


Fig. 2.

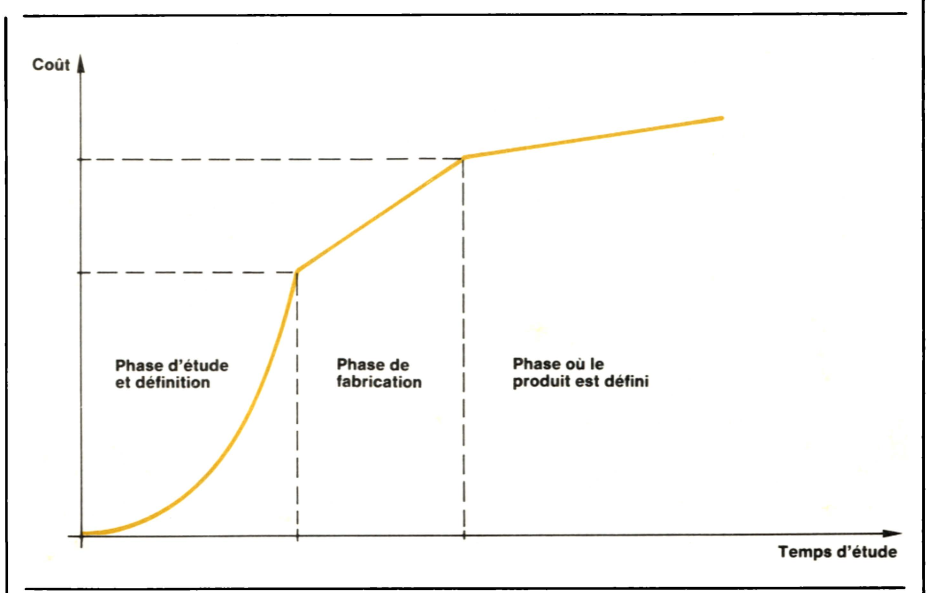


Fig. 3. – Variation du coût final en fonction du temps d'études écoulé pour une mise en cause des travaux acquis (pour un produit donné).

façon fonctionnelle, parfaitement bien défini.

Il est important de remarquer que le cahier des charges n'est pas à l'origine de l'action de création. En effet, il faut tout d'abord savoir quel besoin on veut satisfaire et par quel genre de produit on désire répondre à ce besoin.

Pour la phase « Choix des Solutions », l'obtention d'avant-projets est obligatoire.

En conséquence, le cahier des charges est le document nécessaire à un choix de solutions et, de ce fait, doit être le « document de foi » pour le Bureau d'Etudes.

D'une manière générale, toute mise en cause d'études antérieures au cours de la phase « Etude et Vérification des Solutions » agira considérablement sur le coût final du produit (voir **fig. 3**).

C'est du Bureau d'Etudes que sortira le produit demandé ; celui-ci ne pourra satisfaire pleinement le demandeur que si le cahier des charges a été exhaustif ; cette qualité ne peut être atteinte que grâce à la rigueur méthodologique.

Il faut en effet trouver le meilleur moyen d'éviter toute interprétation subjective ou l'oubli de certaines notions et paramètres fondamentaux.

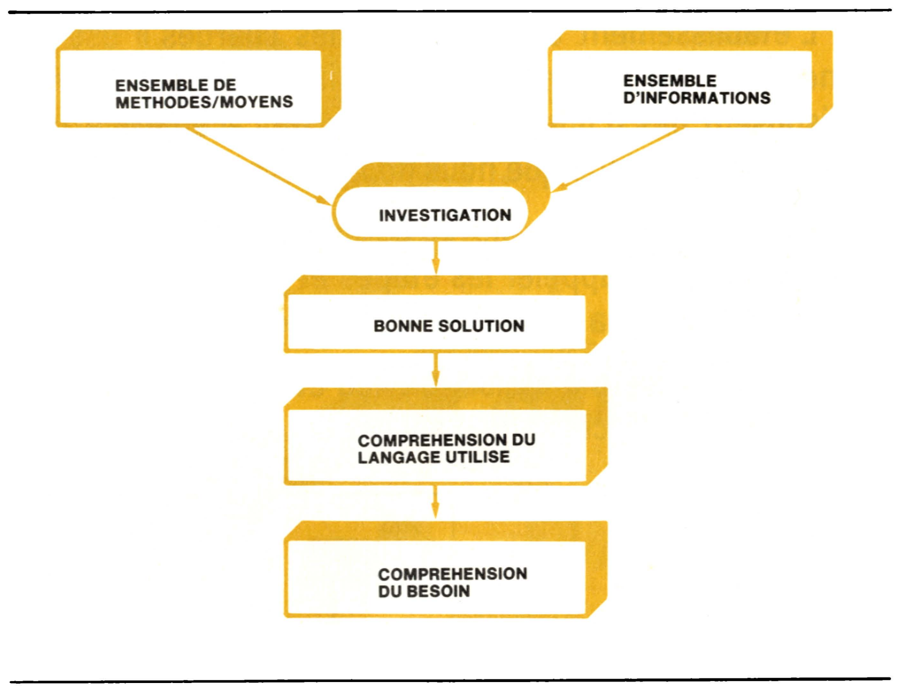


Fig. 4.

Pour ce faire, il faut connaître et avoir à l'esprit les notions suivantes :

- **Comment trouver la bonne solution ? (voir fig. 4).**
- **Comment décomposer un produit ? (voir fig. 5).**
- **Qui rédige le cahier des charges ?**

Qui rédige ?

Deux cas sont possibles :

1° Le promoteur du projet se présente avec un CACH complet.

C'est alors au maître d'œuvre de juger de la validité de celui-ci ; tout dépend de la nature du projet.

Disons que, d'une manière générale, l'industriel ne devra pas hésiter à bien analyser le CACH dans le but d'y déceler une faille éventuelle. Il est bien entendu préférable pour les deux parties en cause que le CACH soit entériné d'un commun accord, ce qui évite (l'expérience le montre) bien des soucis de part et d'autre.

2° Le promoteur présente à l'industriel un CACH succinct ou inexistant.

C'est sans doute le cas le plus classique ; c'est alors au maître d'œuvre de rédiger le CACH en collaboration avec son client (voir **fig. 6**).

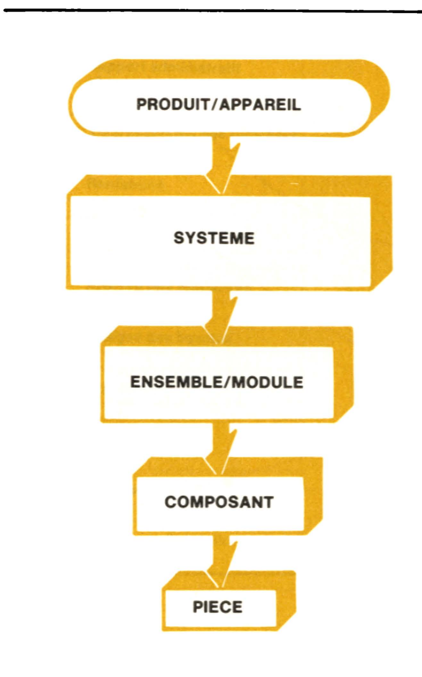


Fig. 5.

Le service Commercial/Marketing est normalement habilité à rédiger le CACH ; toutefois, au sein de l'entreprise, le service « Marketing » doit se faire assister par le Bureau d'Etudes ou le service « Recherche et Développement » car le CACH est un outil qui lui est destiné.

La collaboration du Bureau d'Etudes évite souvent que le CACH comporte des impossibilités au niveau des délais, des prix et des exigences techniques.

De plus, le travail de groupe s'applique particulièrement bien au développement de la créativité et à l'analyse fonctionnelle du produit.

Afin que ce produit atteigne pleinement le but pour lequel il a été créé, il est impératif de considérer certains paramètres que nous analysons à présent.

Comment estimer le coût final du produit ?

Au niveau du chiffrage des fonctions d'un produit, **Pareto,** célèbre économiste italien, a démontré que 20 % des éléments représentent généralement 80 % du coût final. Cette loi peut être utilisée pour estimer le coût des fonctions (voir **fig. 7**).

Il faut éviter des dépassements de coût dus à des modifications intervenant postérieurement à la passation des contrats.

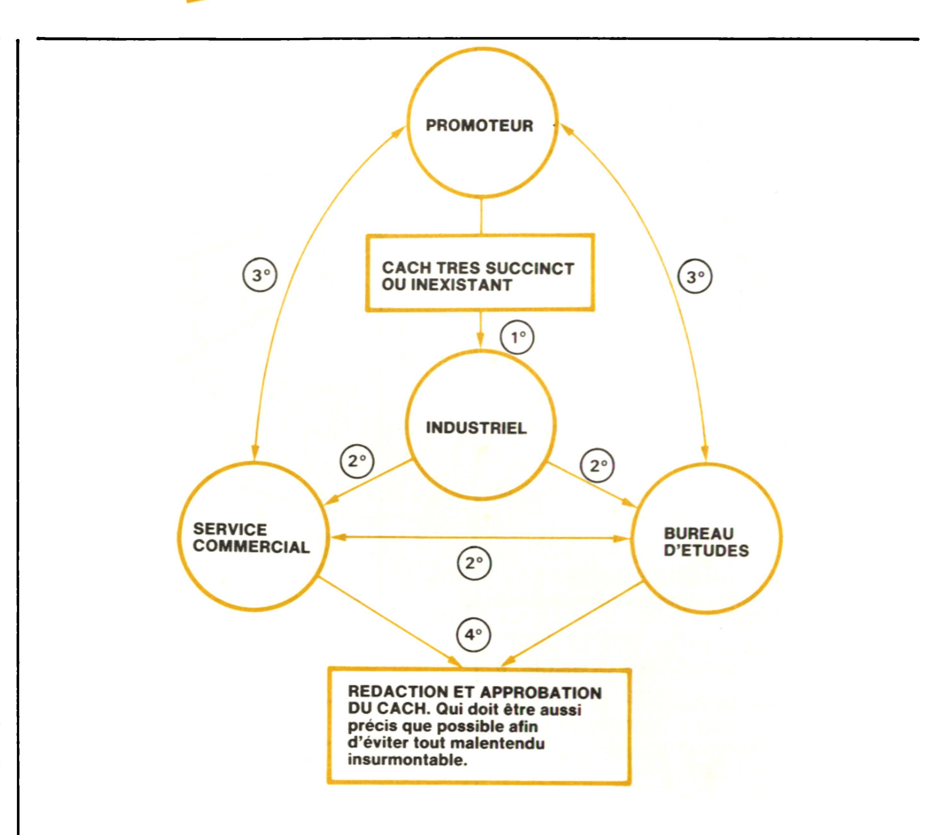


Fig. 6.

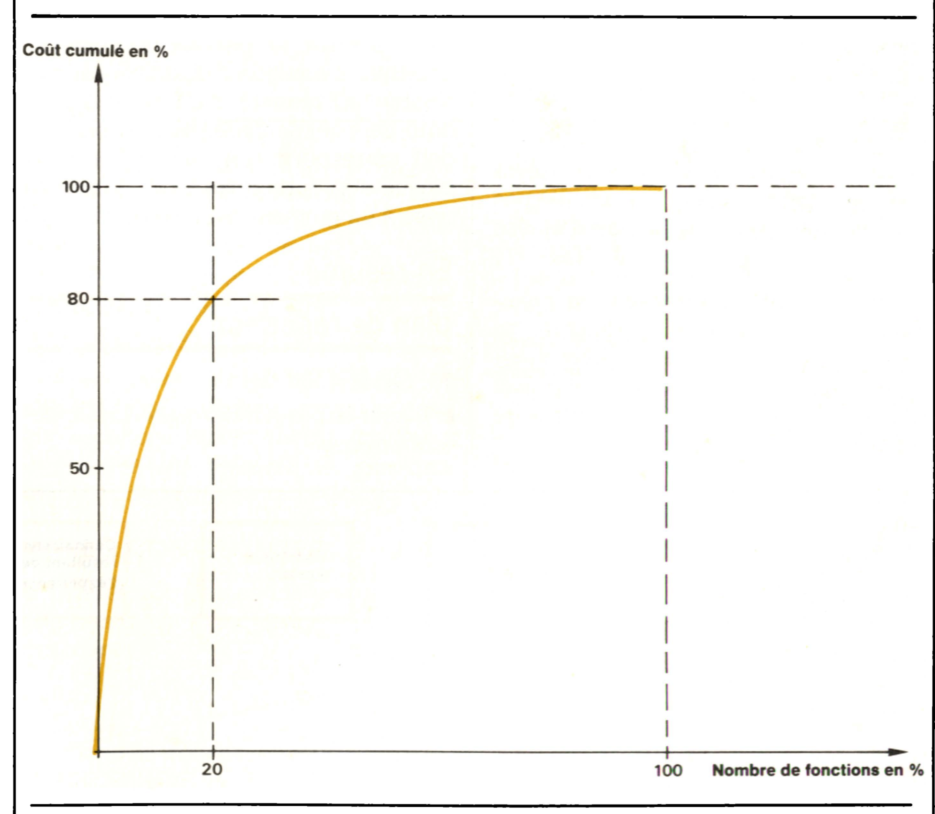


Fig. 7.

Il est possible d'imposer le prix du produit final comme étant la grandeur fixe de base et n'exiger en contrepartie qu'un nombre limité de performances à satisfaire obligatoirement. Pour certains produits, on peut également imposer l'ensemble des dépenses qui interviendront pendant toute la durée d'utilisation du produit ; il est évident qu'un utilisateur est intéressé non seulement par le prix d'achat d'un matériel mais aussi par l'ensemble des dépenses qu'il devra supporter tout au long de la vie du matériel.

Il est important d'avoir à l'esprit les courbes de la **figure 8** qui traduisent, en fonction du temps moyen de bon fonctionnement (MTBF), les conséquences sur le prix final (CF) par rapport au prix d'achat d'un produit (CA) et son coût de maintenance (CM).

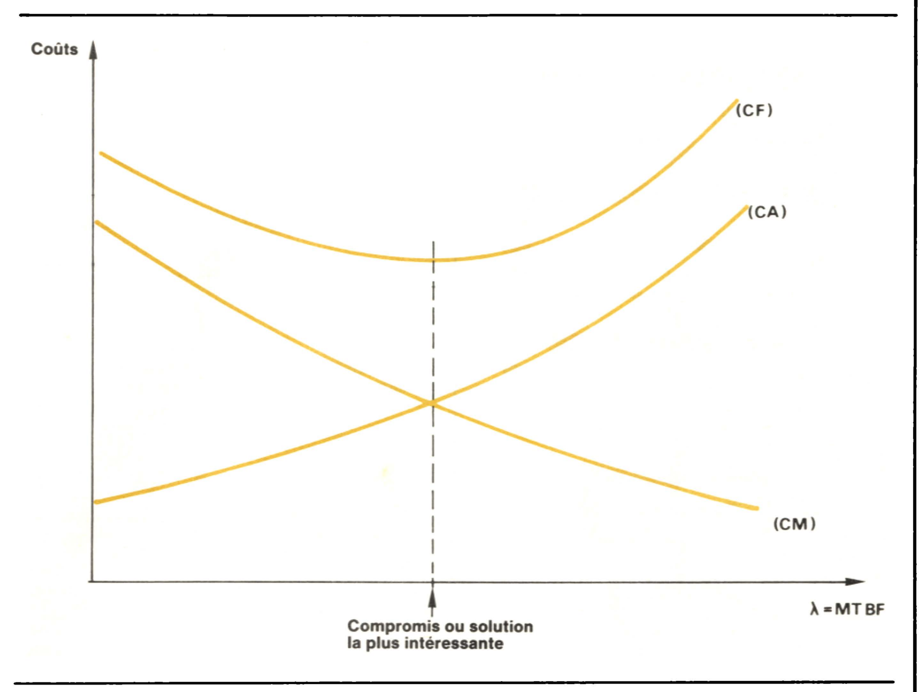


Fig. 8.

Connaissance du produit final

Les considérations à prendre en compte pour aboutir à des connaissances intéressant le produit final sont regroupées dans le synoptique de la **figure 9**.

Description fonctionnelle

Pour aboutir à la description fonctionnelle la plus exhaustive possible, il faut faire appel à un grand nombre de paramètres que l'on a regroupés dans le diagramme de flux de la **figure 10**.

Quelques conseils

L'orientation de la conception n'est pas la même si le produit doit assurer ses fonctions à moyen terme ou à très long terme, ou bien encore selon qu'une intervention extérieure (révision et entretien préventif) est ou n'est pas possible.

Le rédacteur du CACH ne devra pas faire abstraction des problèmes de maintenabilité et, si possible, les chiffrer.

De ce chiffre dépendent : la précision des coefficients de sécurité ; le choix des matières ; le dimensionnement des pièces ; les différents points de réglage ainsi que la possibilité de changement d'organes.

Ce rédacteur ne doit pas oublier non plus que la qualité de son produit résultera d'un compromis entre sa demande, la fiabilité et le coût final.

En outre, le CACH doit impérativement stipuler le paramètre « délai ». En effet, la création industrielle est assujettie au respect d'un délai car la date de commercialisation du produit doit correspondre à une opportunité prévue et procurer des fonds à l'entreprise à un moment bien déterminé.

En résumé : plan de rédaction

1° OBJECTIFS

- Placer le produit dans son contexte économique.
- Quelle est la situation du produit dans la gamme offerte par l'entreprise concernée ?
- Quelle est la cible visée sur les marchés nationaux, européens, mondiaux ?

– En situant quantitativement l'importance des marchés.

– En précisant la part de ces marchés sous forme d'objectif à atteindre.

- Quel type de client et d'utilisateur vise-t-on ? Le but étant l'obtention de renseignements sur les conditions d'achat :

– Où, quand et comment l'acheter ?

– Où, quand et comment s'en sert-on ?

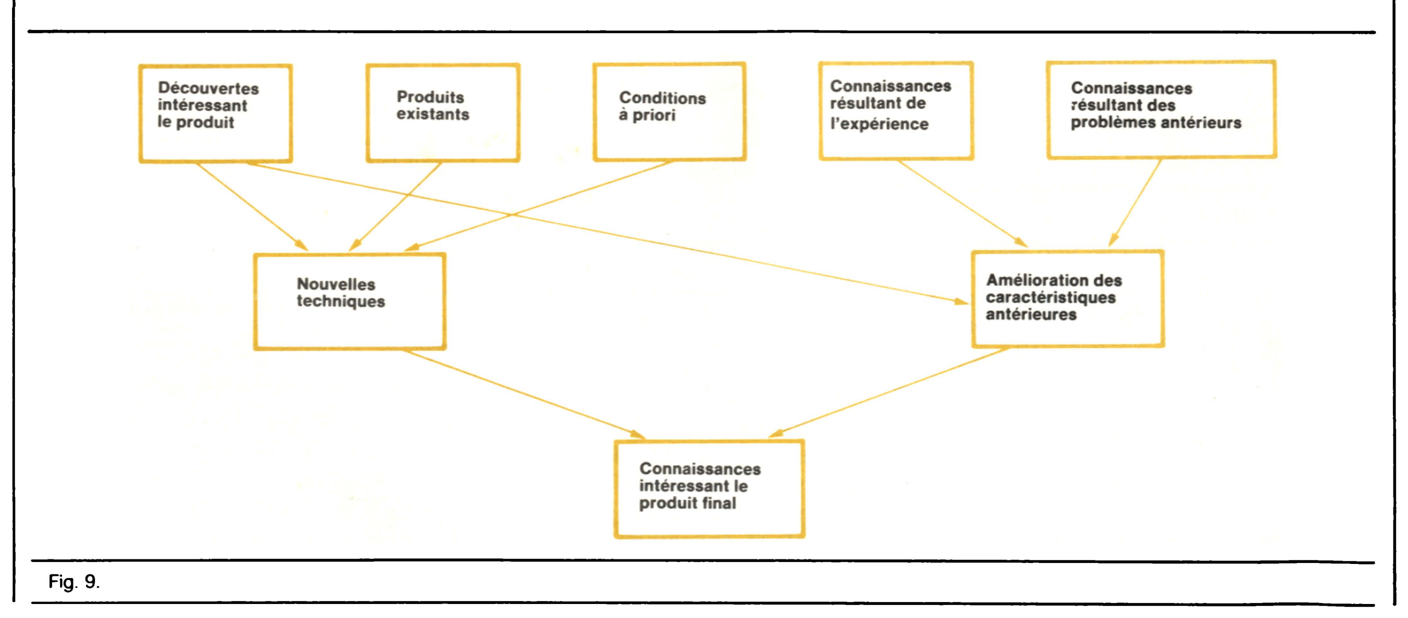


Fig. 9.

Support administratif et organisation
Amortissement des dépenses
Rentabilité
Prix et délais
Analyse des tendances
Analyse des besoins
Ergonomie
Esthétique
Longévité
Analyse de l'évolution des marchés
Sécurité
Exigences
Cas pratiques existants
Relation avec les autres projets et programmes
Image de marque de la firme
Environnement concurrentiel

Rédaction du CACH

Cahier des charges/ spécifications fonctionnelles

Prix
Délais
Description générale
Interface homme machine
Description détaillée des fonctions
Condition spéciales de fonctionnement
Limite de fonctionnement
Exigences fonctionnelles
Définition des contraintes imposées
Définition des conditions d'exploitation
Condition d'évolution
Définition précise des qualités recherchées
Créneau visé pour que le produit ait un succès commercial
Fiabilité
Maintenabilité

Fig. 10.

2° CONDITIONS D'USAGE DANS LESQUELLES LES BESOINS DEVRONT ETRE SATISFAITS

● Quelles sont les limites des contraintes à imposer aux usagers ?

● Dans quel environnement les besoins devront-ils être satisfaits ?

- Lieu géographique.
- Atmosphère.
- Température.
- Hygrométrie.
- Ambiance chimique.
- etc.

● Quelle est la pérennité du produit ?

- Durée moyenne de bon fonctionnement ?
- Fréquence des utilisations ?

● Quelle est l'évolution de la qualité de l'usage ? D'où les notions de :

- Fiabilité.
- Maintenabilité.

3° FONCTIONS A REALISER

● Quelles sont les exigences techniques à satisfaire ? A ce stade, il faut exposer les principales caractéristiques techniques devant composer le produit à concevoir. Ces caractéristiques doivent être exprimées en termes de services rendus et non pas en termes techniques, sous peine de blocages et d'effets restrictifs. Des données techniques ne doivent apparaître que si le service attendu nécessite une expression quantitative.

Après avoir répertorié l'ensemble des fonctions à réaliser, il faut détailler en exigences fonctionnelles (toujours exprimées en termes de services rendus) chacune des fonctions.

4° LES CONTRAINTES

● Quelles sont les conditions du marché auxquelles la conception sera contrainte ?

- Prix.
- Délais.
- Quantités totales et journalières à produire.

● Quelles sont les contraintes techniques fixées par l'entreprise ?

- Emploi obligatoire ou restrictif de matériel, de procédés existants ou de sources d'énergie particulières.

● Quelles sont les contraintes nationales ou internationales de normalisation ?

- Poids.
- Formes.
- Sécurité.
- Etiquettage.
- Etc.

Remarques

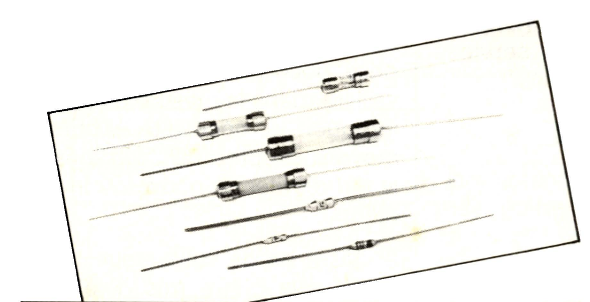
1° Il est évident que si le CACH est défini par un responsable de l'entreprise pour y être développé, celui-ci veillera, dans la mesure du possible, à indiquer la nécessité d'utiliser les moyens propres de l'entreprise dans le but d'éviter de nouveaux investissements.

2° Vis-à-vis de l'utilisateur, le CACH, plutôt que d'être très détaillé au niveau des spécifications à satisfaire par le produit, peut se limiter à quelques données fondamentales ne traduisant que les fonctions principales ou bien n'avoir pour seule contrainte à respecter que le prix final. Ce dernier cas oblige les industriels en concurrence, au moment de l'appel d'offres, à rechercher les techniques les plus adéquates pour aboutir au meilleur rapport fonctions/coût.

E. Simoes

MISSION : PROTEGER

FUSIBLES et PORTE-FUSIBLES



Les composants évoluent; les protections aussi.

Vous faites des études pour accroître les performances, réduire les coûts et miniaturiser vos produits.

LITTELFUSE® étudie pour vous : c'est notre mission.

LITTELFUSE®, leader mondial du fusible, (4 usines en Europe, 10 usines aux U.S.A.). La gamme la plus complète en fusibles et porte-fusibles homologués : UL; CSA; VDE ; SEMKO ; BEAB. Tous ces produits existent dans les séries suivantes : Industrielle, Haute Fiabilité, Militaire ou Spatiale.

Ne jouez pas avec la sécurité... Jouons ensemble la performance !

RDI LITTELFUSE®

32, rue Bréguet B.P. 162 - 75523 Paris cedex 11 - Tél. : (1) 355.39.79 - Télex 220 283



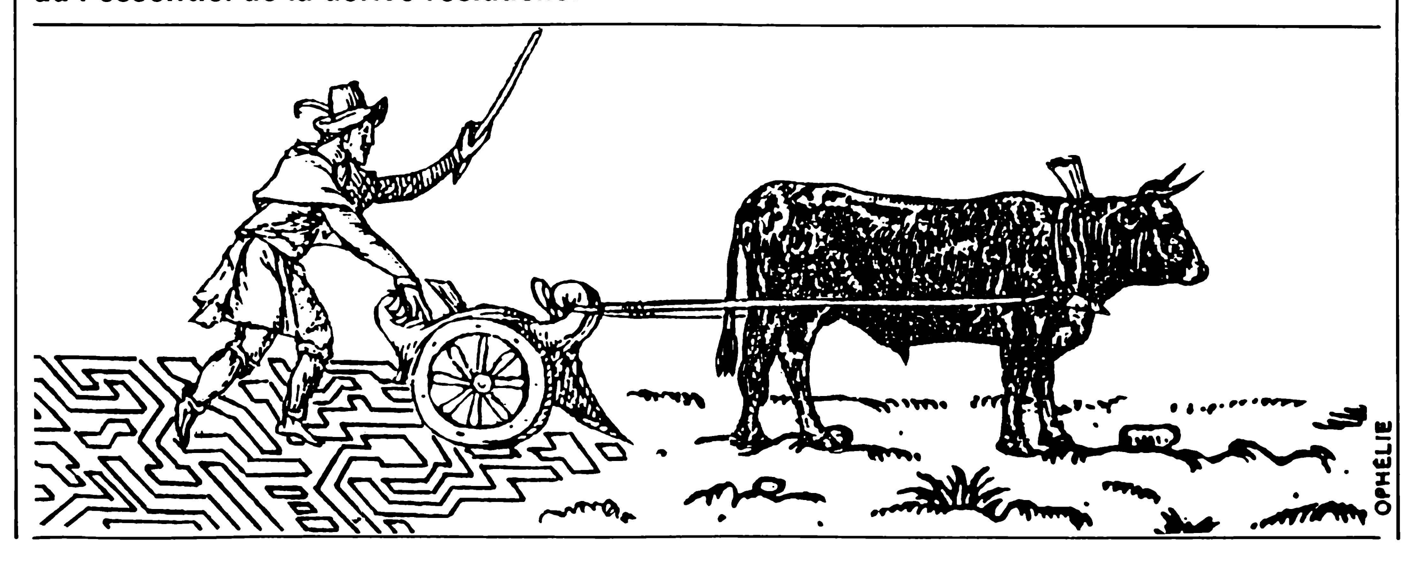
L'asservissement passif : principe et applications

Le quartz est un étalon de fréquence facile à utiliser et beaucoup moins cher, par exemple, qu'un étalon de tension doté d'une précision comparable.

Ce qui lui manque, c'est une commande pour ajuster la fréquence, ne serait-ce que de quelques dizaines ou centaines de kHz, dans le cas d'un quartz de quelques MHz ou de quelques dizaines de MHz. Certes, il existe de nombreuses solutions à ce problème, et parmi elles, certaines constituent un bon compromis pour bien des applications.

La solution proposée ci-après se distingue par sa relative simplicité, et surtout par ce qu'on pourrait qualifier de « placidité radio-électrique », à savoir qu'elle ne comporte point de circuit logique dont les fronts de commutation polluent la ligne d'alimentation, point d'oscillateur supplémentaire dont les harmoniques risquent de détruire la belle « harmonie » d'un principe théorique de fonctionnement.

Le système proposé est basé sur un simple circuit oscillant, à accord variable. Néanmoins, quand on l'utilise pour imprimer, à un quartz de quelques MHz et de qualité courante, un décalage de 100 ou de 200 kHz, on constate que c'est bien au quartz qu'est dû l'essentiel de la dérive résiduelle.



Le décalage s'accroche aux flancs d'une courbe de résonance

Comme à peu près tous les systèmes semblables, celui de la **figure 1** part d'une fréquence étalon, f_1, produite par un oscillateur à quartz, XCO (ou un synthétiseur basé sur un quartz), pour produire, dans un oscillateur à Varicap, VCO, une fréquence f_3 qui diffère de la quantité f_a de la fréquence d'entrée, f_1.

Ce qu'a de particulier le système proposé, c'est que la fréquence différentielle f_a n'est pas produite par un oscillateur. En effet, aucun oscillateur n'est plus stable que son circuit oscillant. Donc, si ce dernier veut bien ne plus se faire « entretenir » par une configuration active, cela devient plus simple, et on n'a plus guère à se soucier de non-linéarités et d'harmoniques.

Dans le système de la **figure 1**, les fréquences f_1 et f_3, en principe relativement voisines, parviennent à un circuit de multiplication (convertisseur de fréquence) à la sortie duquel on trouve une fréquence f_2, égale, pour sa composante utile, à $f_1 - f_3$ ou à $f_3 - f_1$. En d'autres termes, on obtient un battement, et, si la fréquence de ce battement devient voisine de la fréquence de résonance du circuit accordé CR, la diode D produira une tension continue d'autant plus forte que f_2 est plus voisine de f_0. On a ainsi, pourvu qu'on se place sur le bon flanc de la courbe de résonance, un moyen d'asservir le VCO sur la condition $f_2 = f_a$.

Lorsqu'on manœuvre la touche d'initialisation, on charge C et le VCO va travailler sur sa fréquence maximale, supérieure à f_1. Puis f_3 va diminuer lentement (décharge de C dans R), la quantité $f_2 = f_3 - f_1$ va diminuer aussi, jusqu'à ce que f_2 soit suffisamment voisine de f_0 pour que l'apport d'énergie dû à D compense la perte due à R. Dès lors, il y a asservissement, et quand on fait varier l'accord de CR, f_3 suit, de façon que

$$f_3 = f_1 + f_a \simeq f_1 + f_0$$

Pour obtenir $f_3 = f_1 - f_0$, il suffit d'intervertir les polarités initiales, comme on le verra par la suite. Le VCO démarre alors de sa fréquence la plus basse (inférieure à f_1), si bien que la différence $f_2 = f_1 - f_3$ diminue peu à peu. On se trouve donc ramené au cas précédent.

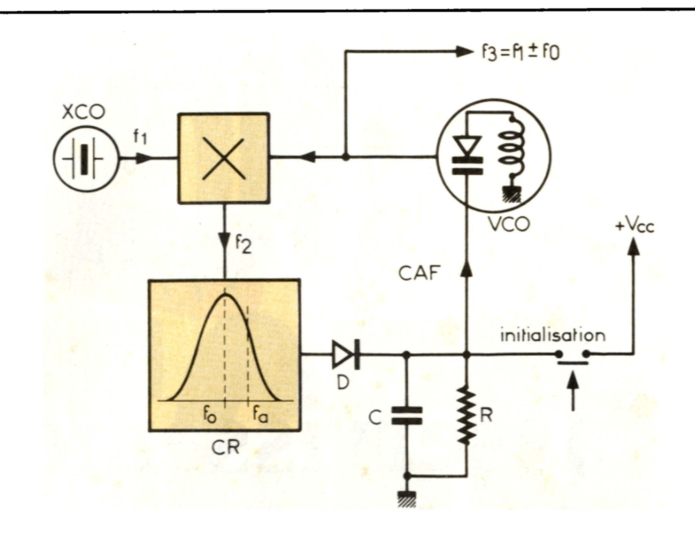


Fig. 1. – Un circuit résonnant, à accord ajustable, CR, guide f_3 de façon que f_2 (battement entre f_1 et f_3) reste toujours voisin de la fréquence de résonance de ce circuit, f_0.

Le circuit rèsonnant de cet asservissement passif peut être remplacé par un discriminateur de fréquence. Toutefois, on perd alors l'avantage de simplicité que le système présente par rapport à la méthode de l'oscillateur de battement.

VCO à petite plage de fréquence

Si f_1 **(fig. 1)** provient d'un synthétiseur, sa valeur peut être commutable, et cela implique que f_3 doit pouvoir suivre sur une plage assez large.

L'autre cas, celui d'une valeur fixe de f_1, est nettement plus simple, c'est donc par là qu'il convient de commencer. La **figure 2** montre un VCO convenant à une telle application, et utilisable au moins jusqu'à 50 MHz.

Les deux transistors reçoivent le + V_{CC} sur le collecteur aussi bien que sur la base. Ainsi, la tension aux bornes de DV ne peut dépasser 0,7 V en crête (seuil de base des transistors), si bien qu'on peut utiliser DV sur une très large plage de tensions.

La valeur de R_E peut être calculée à partir d'un article paru à la page 45 du n° 31 d'*Electronique Applications*. Cependant, les « rationalistes » peuvent commencer avec 4,7 kΩ, valeur avec laquelle cela doit osciller, sauf erreur fondamentale dans le montage. Ensuite, il faut doubler R_E à chaque nouvel essai, jusqu'à ce que cela n'oscille plus. Revenir alors un peu en arrière, et fignoler de façon que cela reste sinusoïdal sans trop de variations d'amplitude, quand on modifie la tension de commande de fréquence, dans la plage choisie.

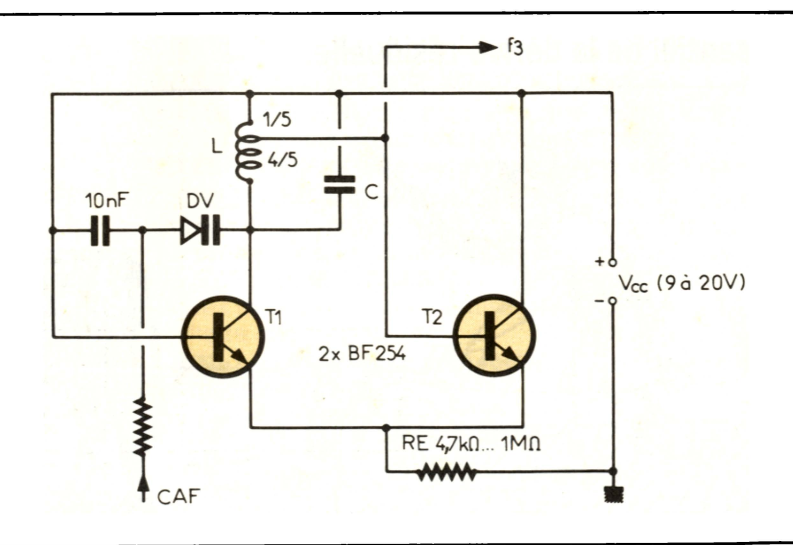


Fig. 2. – Oscillateur à faible amplitude, particulièrement indiqué pour une commande de fréquence par diode Varicap.

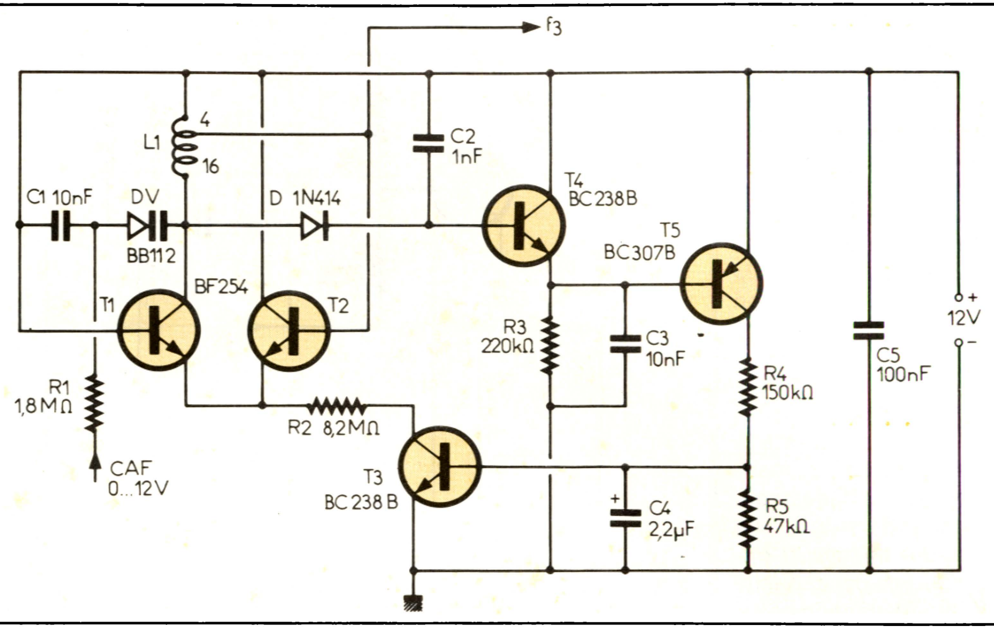


Fig. 3. – Grâce à une régulation d'amplitude, cet oscillateur Varicap admet une commande de fréquence dan un rapport d'au moins 5, par exemple entre 3,9 et 22 MHz.

VCO de rapport 5 en fréquence

Le problème de la variation « appoint » d'une fréquence stabilisée se pose le plus souvent dans un cas où la fréquence de référence, f_1, peut être commutée, par exemple, avec un pas de 100 kHz et sur une plage de 4,2 à 20,1 MHz, de façon à couvrir 4 à 20 MHz par 160 petites bandes de 100 kHz, la fréquence de résonance du circuit oscillant d'appoint, f_0, étant ajustable entre 100 et 200 kHz.

Comme cela correspond à un rapport de fréquence de 5, une commande par diode Varicap n'est possible qu'avec un montage présentant de très faibles capacités propres, et en utilisant ladite Varicap à partir de 0 V. Elle présente ainsi des pertes assez fortes, alors que, même sans cela, l'impédance à la résonance d'un circuit accordé varie dans de fortes proportions, quand on fait varier la fréquence d'accord dans un rapport de 5.

Un fonctionnement correct ne peut donc être obtenu qu'avec une régulation d'amplitude, régulation qui, accessoirement, dispensera de tout calcul ou expérimentation quant au choix du point de fonctionnement.

Dans le VCO régulé de la **figure 3**, on retrouve, pour T_1 et T_2, le montage de la **figure 2**. La tension de collecteur de T_1 est redressée par D, et, après filtrage par C_2, la composante continue parvient sur la base de T_4. Ce collecteur commun est utile à la fois par son gain en courant et son seuil base-émetteur, lequel seuil permet une adaptation à celui de T_5. Après filtrage par C_4, on trouve T_3 comme régulateur du courant d'émetteur de T_1, T_2.

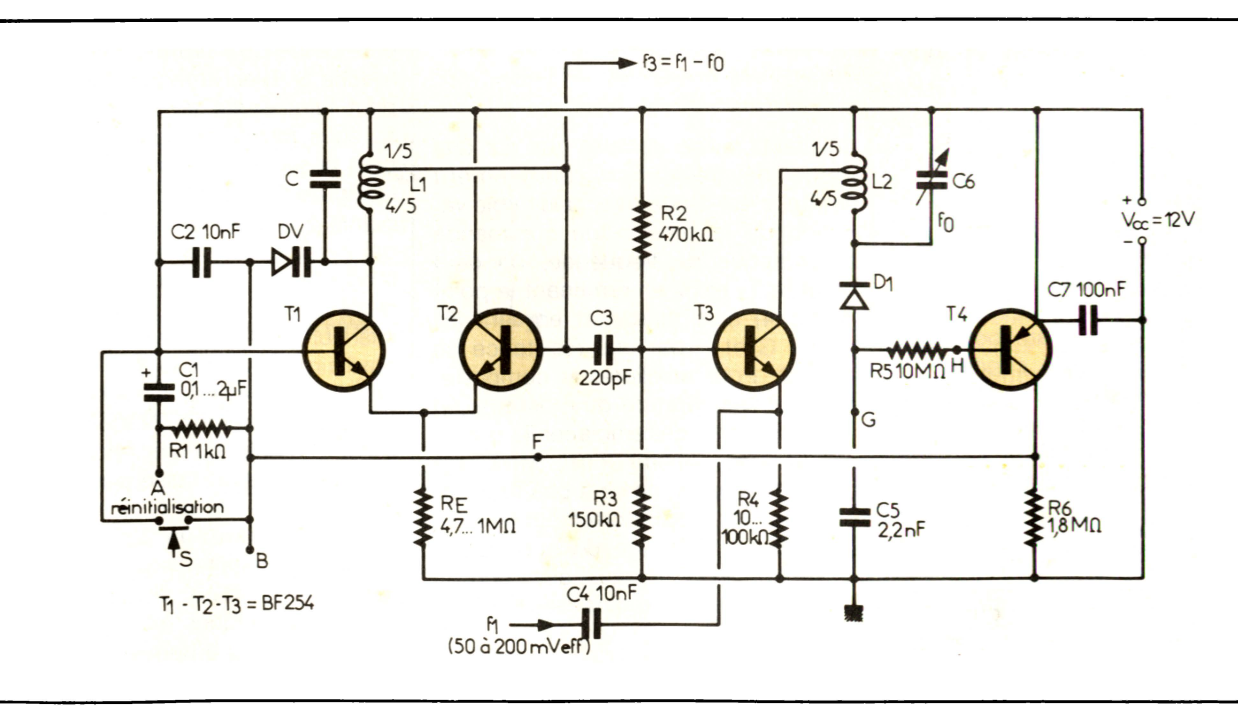


Fig. 4. – Boucle complète d'asservissement passif avec oscillateur Varicap (T1, T2), convertisseur-comparateur (T3) et amplificateur d'erreur (T4).

L'amplitude au collecteur de T_1 sera comprise entre 100 et 500 mV, et on peut l'ajuster en jouant sur la valeur de R_3. En fonction de la fréquence de travail, cette amplitude varie tout au plus de ± 5 %, entre 3,9 et 22 MHz. Pour obtenir ce rapport de fréquences, il sera peut-être aussi possible d'utiliser, à la place de la Varicap BB 112 **(RTC)**, une MVAM 115 **(Motorola)**, en portant la tension d'alimentation à 15 V.

Le bobinage du circuit d'expérimentation comportait 20 spires jointives avec prise à 4 **(fig. 3)**, en fil émaillé de 0,45 mm, appliquées sur un mandrin de 8 mm, avec noyau d'ajustage. L'extrémité dite « chaude » de L_1 ne doit pas retourner sur un circuit imprimé, pour des raisons de capacité d'environnement. Il faut donc installer T_1, DV et D au sommet du bobinage, directement sur la sortie de la dernière spire, avec des connexions aussi courtes que possible, quitte à rallonger les autres pattes de ces semi-conducteurs par des fils rigides qui retournent sur la platine imprimée.

Le nœud qui ferme la boucle

La boucle complète est représentée, dans la **figure 4**, avec le plus simple des deux oscillateurs proposés, celui de la **figure 2**. Bien entendu, cela fonctionne tout aussi bien avec l'autre **(fig. 3)**, et celui-ci est même indispensable dès qu'on doit couvrir, pour f_3, un rapport de fréquence supérieur à 2.

L'étage de conversion de la **figure 4** est simplement constitué par le transistor T_3, lequel reçoit f_3 sur sa base et f_1 sur son émetteur. Dans son collecteur, on trouve le circuit oscillant L_2-C_6, accordé sur f_0. Les seuils de D_1 et de la base de T_4, ainsi que R_5, font qu'il faut plus d'un volt, aux bornes de C_6, pour que T_4 puisse conduire un courant de collecteur. La chute de tension qui se produit alors sur R commande DV, et permet un asservissement suivant le principe de la **figure 1**.

La précision sera maximale quand le point de fonctionnement se trouve situé sur la partie de la courbe de résonance (de L_2, C_6) qui présente la plus forte pente. Ce maximum de pente coïncide avec le point – 3 dB. Cependant, la pente diminue rapidement au-dessus de ce point, alors qu'elle présente encore une valeur convenable en dessous. Ainsi, la tension aux bornes de L_2 qu'on observe à la résonance (et non pas à l'asservissement, où elle est de 1,5 V environ) pourra évoluer, en fonction de l'ajustage de C_6, entre 2 et 4 V, sans problème. Il n'est pas à craindre que cet écart se trouve dépassé, si on se contente, pour f_0, d'un rapport inférieur à 2,5 pour les valeurs extrêmes. La valeur de la tension à la résonance dépend du coefficient de qualité de L_2 et du gain de T_3, lequel gain peut être ajusté via R_4 ou en jouant sur l'amplitude de f_1.

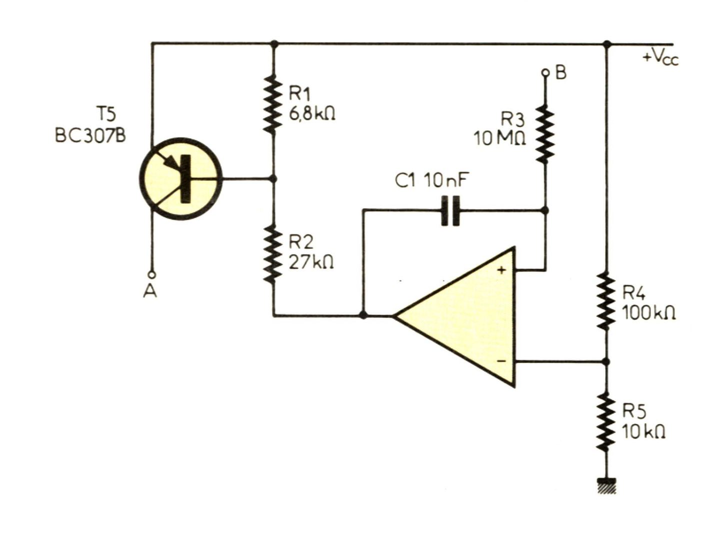


Fig. 5. – Circuit de réinitialisation automatique, basé sur le principe du multivibrateur monostable.

Pour diminuer l'amortissement, on pourrait être tenté de connecter D_1 sur une prise de L_2. C'est à déconseiller, car le circuit risque alors de répondre sur une résonance de fuites, provoquée par f_1 ou par f_3.

Quand on ne travaille que sur une plage de fréquence relativement étroite, c'est-à-dire avec une faible variation de la tension de commande automatique de fréquence, on peut omettre T_4 et R_6 en ramenant le point H **(fig. 4)** à la masse et en liant les points G et F par une résistance de 1,8 MΩ. Pour améliorer le comportement en température du montage, on peut être tenté de remplacer T_4 par un amplificateur opérationnel. Mais une telle amélioration ne sera pas toujours efficace, car le comportement en température du montage dépend essentiellement de celui de L_2 ainsi que de C_6, et beaucoup moins des composants actifs.

En tout cas, l'expérimentateur prudent remarquera que le montage contient des résistances de plus de 1 MΩ, il saura ainsi qu'il s'agit d'un montage qui « craint le 50 Hz », et il prendra les précautions de blindage que cela implique.

Les servitudes de l'asservissement

Quand on met sous tension le montage de la **figure 4**, C_1 va se charger lentement via R_1 et R_6, jusqu'à ce qu'on atteigne le point d'asservissement. Ce point correspondra à $f_1 - f_2$, puisqu'on explore à fréquence croissante. Quand on commute f_1 sur une valeur plus élevée, la course vers le nouveau point d'asservissement se fera automatiquement, et ce n'est que lors d'une commutation sur une valeur plus basse qu'il faut réinitialiser par la touche S. Bien entendu, cette touche peut faire partie du commutateur de f_1, sous forme de contact fugitif. On peut aussi faire appel au montage de la **figure 5** qui se connecte sur les points **A** et **B** de celui de la **figure 4** et qui se comporte comme une bascule monostable. Dès que la différence entre V_{CC} et la charge de C_1 devient inférieure à 1 V environ, ce circuit auxiliaire provoque la décharge de C_1, par T_5, et initialise ainsi un nouveau cycle de recherche d'asservissement. Il est possible qu'une micro-coupure de l'alimentation fasse passer le système de $f_1 - f_0$ à $f_1 + f_0$. Pour se prémunir contre un tel accident, il convient d'installer, sur la source f_1 et la sortie f_3, deux diviseurs de fréquence identiques et qui ramènent ces fréquences à une valeur compatible avec un comparateur de fréquence, tel que le comparateur « 2 » du CD 4046. On obtiendra ainsi une

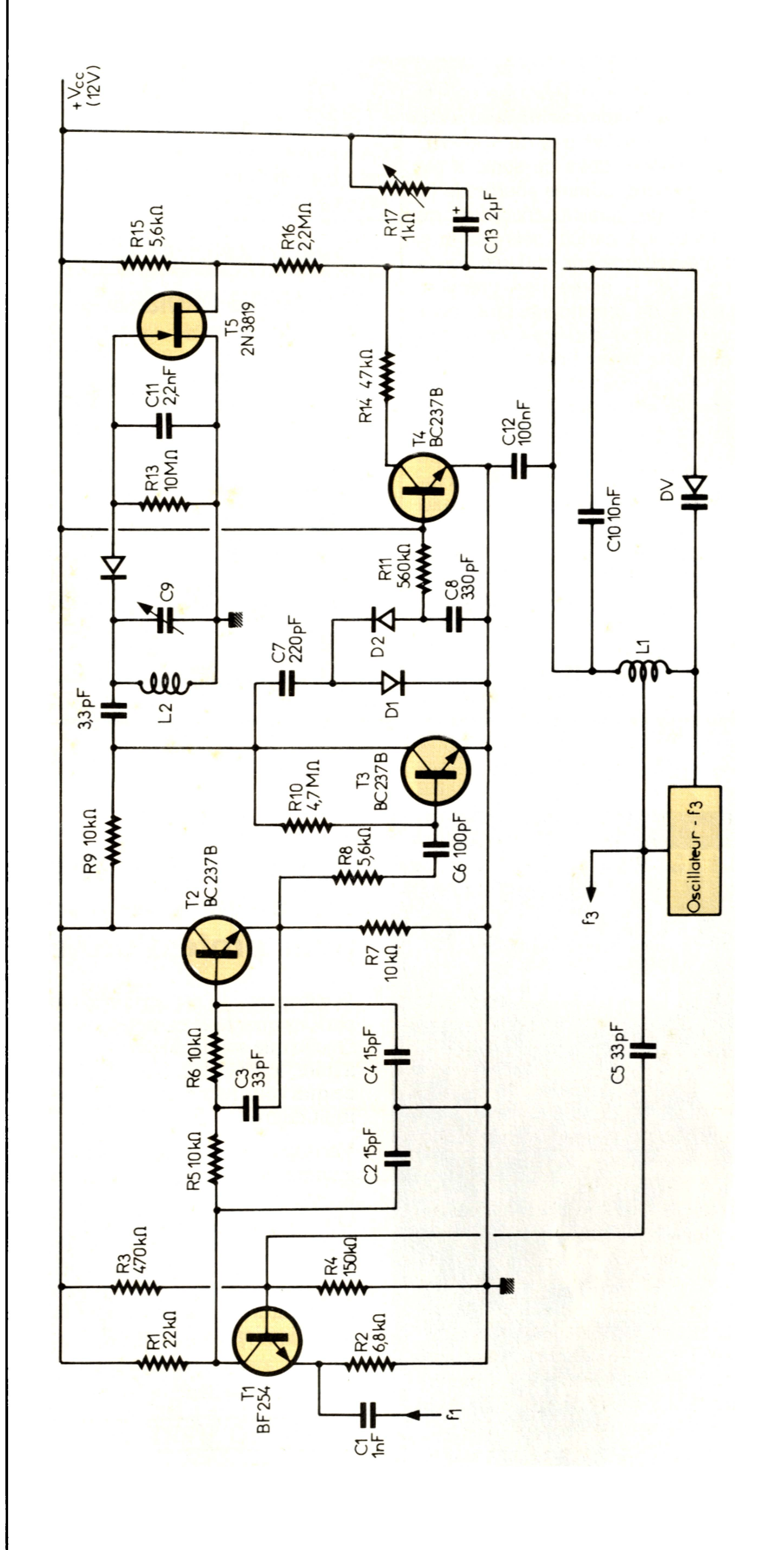


Fig. 6. – Recherche d'asservissement à deux vitesses, avec ralentissement dès que la réponse d'un filtre RC signale qu'on arrive au voisinage du point de capture.

commande de réinitialisation dès que la condition $f_3 < f_1$ n'est plus satisfaite.

Un autre type d'accident est à envisager : asservissement entre $f_1 - f_a$ et un harmonique de f_3, ou toute autre combinaison d'asservissements sur harmoniques. Pour l'éviter, il suffit de se contenter d'une amplitude modeste sur la base de T_3, en jouant sur C_3 ou sur la prise de L_1. La chose ne sera pas très critique, car ces battements d'harmoniques seront inoffensifs dès que l'amplitude qui en résulte, sur L_2, reste inférieure au seuil donné par D_1 et T_4.

D'après ce qui précède, la précision de l'asservissement dépend de la raideur de flanc d'une courbe de résonance, si bien qu'on aurait avantage à s'offrir, pour L_2, le luxe d'un coefficient de qualité aussi grand que possible. En effet, entre 100 et 200 kHz, des valeurs de Q = 750... 1 000 sont possibles, avec les ferrites modernes.

Cependant, des circuits aussi performants sont des « volants » lourds à faire démarrer, c'est-à-dire qu'ils ont une constante de temps telle que l'asservissement ne peut se faire que moyennant, pour C_1, une valeur si forte que le cycle de charge dure plusieurs secondes. Dans ces conditions, on risque même de décrocher l'asservissement par une manœuvre trop rapide de C_6.

La solution peut être une recherche d'asservissement à deux vitesses. Pour cela, on peut faire suivre le circuit accordé L_2-C_6 de la **figure 7**, d'un amplificateur à haute impédance d'entrée et acceptant néanmoins des tensions d'entrée relativement élevées. Il répondra quand f_2 correspond encore à une pente très douce de la courbe de résonance, et cela permettra de déclencher une commutation de vitesse de balayage.

Il est également possible d'associer, comme le montre la **figure 6**, deux circuits de largeurs de bande très différentes. La conversion est assurée par T_1 qui joue donc le même rôle que T_3 de la **figure 4**. Ensuite, on trouve un passe-bas actif, avec T_2. Les valeurs relativement faibles de C_1 et de C_6 font qu'on obtient, en fait, un comportement passe-bande, en gros entre 50 et 250 kHz, alors que la plage d'accord (ajustable) du circuit L_2-C_9 s'étend de 90 à 210 kHz.

Au repos, T_4 est conducteur, si bien que C_{13} se charge assez rapidement, dès la mise sous tension, par

R_{14}. Mais dès qu'on s'approche de la condition d'asservissement, D_1 et D_2 redressent une tension suffisante pour bloquer T_4. Dès lors, la charge de C_{13} se poursuit, beaucoup plus lentement, par R_{16}, jusqu'à l'intervention de T_5, lequel joue le même rôle que T_4 de la **figure 4**.

Performances du montage

Le montage de la **figure 6** peut fonctionner avec des inductances L_2 de coefficient de qualité très élevé. Voire inutilement élevé, car si ce coefficient tend vers l'infini, il en est de même de la constante de temps, et le système devient trop inerte pour pouvoir corriger la gigue de l'oscillateur Varicap. A partir d'une certaine limite, l'asservissement devient ainsi aléatoire, même si on cherche à optimiser les conditions de maintien en jouant sur R_{17}.

Ainsi, il n'est guère utile de dépasser, pour L_2, un coefficient de qualité de Q = 200, quand on travaille avec une progression par pas de 100 kHz. Une expérience, dans ce sens, a été faite en utilisant, comme source de f_1, un quartz de qualité courante, de 6,144 MHz. Le circuit définissant f_0 ayant été accordé sur 150 kHz, on a mesuré f_1 et f_3 après une première demi-heure de fonctionnement, pour mesurer de nouveau ces deux fréquences, une heure après. A ce moment, la quartz (f_1) avait dérivé de 7 Hz, ce qui est voisin de 10^{-6}, donc une valeur normale. La dérive de f_3 était de 10 Hz, et comme on avait pu constater, pendant l'heure d'observation, que les deux dérives avaient suivi des progressions uniformes, on pouvait en conclure que celle de f_0 était seulement de 3 Hz. Certes, cela fait 2×10^{-4} sur f_0, mais comme f_0 intervient « en série » avec le quartz, c'est finalement ce dernier qui dérive le plus, en valeur absolue.

Quand on travaille avec une plage d'appoint non plus de 100 kHz, mais de 1 MHz, il faut donc s'attendre à une dérive de l'ordre de 30 Hz, dans les conditions indiquées. Parmi nos lecteurs, il y en a certainement qui trouveront cela encore intéressant pour bien des applications, et qui sont impatients d'en faire l'expérience.

H. Schreiber

MOTS CROISES

(Solution de la page 74)



	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	H	Y	S	T	E	R	E	S	I	S	■	G
2	E	■	O	O	T	H	E	Q	U	E	■	R
3	N	E	U	T	R	E	■	U	L	T	R	A
4	R	U	S	■	I	O	N	I	E	■	E	T
5	Y	■	T	R	E	S	O	R	■	P	S	I
6	■	M	E	U	R	T	■	R	A	Y	O	N
7	L	O	N	G	■	A	B	E	I	L	L	E
8	I	N	S	I	S	T	A	■	G	O	U	R
9	E	T	I	R	E	■	S	H	U	N	T	■
10	N	A	O	■	N	A	S	A	■	E	I	N
11	■	G	N	O	S	I	E	■	U	■	O	O
12	V	E	S	S	E	■	S	I	R	E	N	E

LA MICRO-INFORMATIQUE
de visu

Terminal Vidéotex couleur

Le **Sematel 7520** de *La Radiotechnique* permet l'accès, par l'intermédiaire du réseau téléphonique, aux banques de données Teletel. C'est en fait un «Minitel » couleur.

Equipé d'un écran de 28 cm avec clavier séparé, le Sematel permet de satisfaire les conditions ergonomiques les plus sévères pour l'usage domestique et de bureau. Il bénéficie d'un modem intégré, d'une sortie péri-informatique, d'une prise péritélévision, et permet une connexion directe au réseau téléphonique.

Le bloc de visualisation répond aux caractéristiques suivantes : 24 rangées de 40 caractères ; 127 caractères alphanumériques et 64 caractères graphiques joints ou disjoints ; une matrice de caractère 8 × 10 y compris les espaces : double hauteur ou double largeur ; clignotement ; soulignement ; incrustation ; masquage ; inversion ; échelle de 8 couleurs pour les caractères et le fond.



A2M
Tél. : (3) 954.91.13
Tx : 698 376

Carte 16 bits pour bus STD

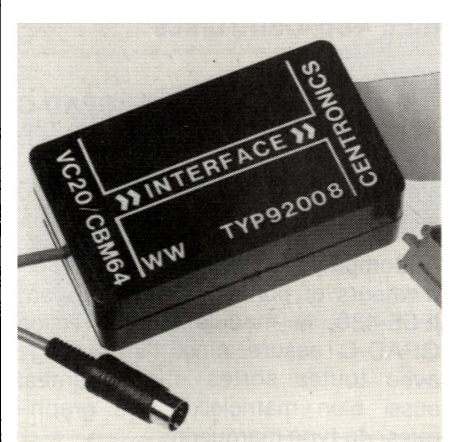
Cette carte, construite autour du microprocesseur 80188 par la société **Ziatech**, est proposée en versions 5 ou 8 MHz sous les références **ZT8814** et **ZT8815**.

Les caractéristiques principales sont :
- DMA programmable deux canaux
- Trois compteurs/timers 16 bits
- Contrôleur d'interruption
- Unité de sélection des boîtiers externes
- Cinq supports pour mémoires bytewide
- Un connecteur pour multimodule ISBX Intel

Yrel
Tél. : (3) 956.81.42
Tx : 696 379

Interface parallèle

L'interface type **92008** permet de connecter une imprimante équipée d'une liaison parallèle type Centronics à un micro-ordinateur C64 ou VIC 20 de Commodore.



Cet interface se connecte comme l'imprimante d'origine sur le bus série « imprimante/floppy » du micro-ordinateur et ne nécessite ainsi pas de programme spécial de gestion d'imprimante. En plus, il n'occupe aucun emplacement mémoire et laisse le port utilisateur disponible pour d'autres applications.

Cet interface dispose d'une mémoire tampon de 8 000 caractères permettant d'accélérer considérablement l'exécution de programmes nécessitant des impressions.

Cet interface est également sans mémoire tampon. Il est livré complet avec câbles d'entrée et de sortie.

NEOL
Tél. : (88) 62.37.52



MICRO-INFORMATIQUE

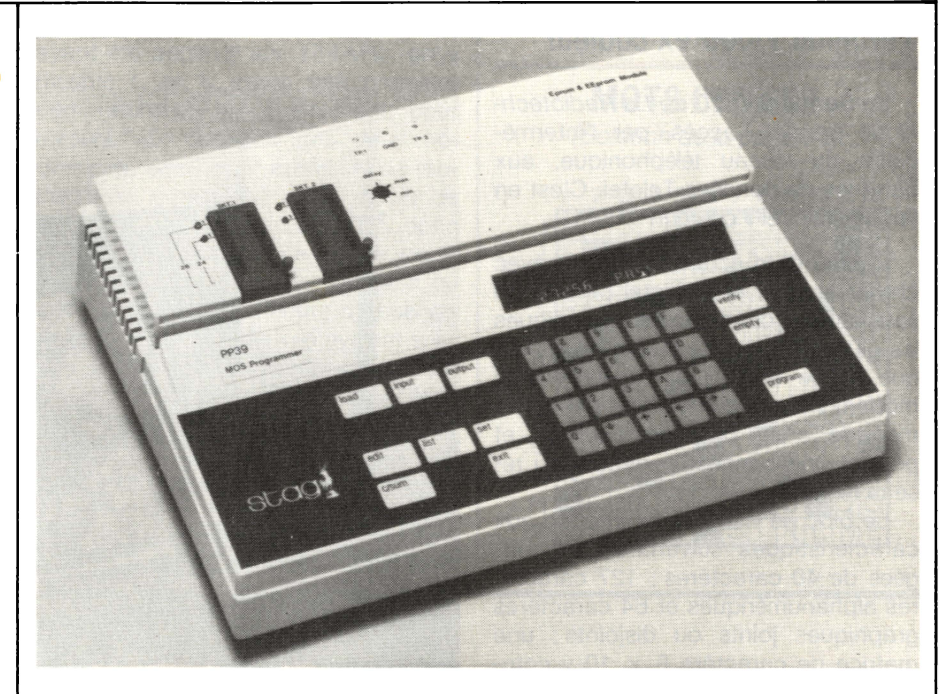
Programmateur d'EPROM

Ce programmateur **E9** *Elan* est compatible avec les nouvelles mémoires « 27512 » et couvre ainsi la gamme complète jusqu'à la 2716.

Sa capacité RAM de 64 Ko peut être portée à 128 Ko.

La connexion d'un programmateur/éditeur « E9A » avec un système de développement est simple et sûre grâce à la liaison RS 232 50/19 200 bauds et la sélection de 12 formats. Deux modes de communication peuvent être utilisés : soit le transfert bidirectionnel du contenu de la RAM, soit la fonction « remote control » : toutes les fonctions du programmateur étant dans ce cas sous contrôle du MDS.

LG-Electronique
Tél. : (1) 867.08.08
Tx : 232 980



Programmateur universel

Le programmateur **PP 39** de *Stag* est destiné à la plupart des circuits MOS et C-MOS du marché : EPROM (2716... 27512), EE PROM (2816, 9864...), microcontrôleurs (8741, 8748, 8755, 68701...). Deux modules interchangeables permettent cette adaptabilité.

L'appareil possède en outre les fonctions suivantes :

– « auto recall » : mise en mémoire de 9 configurations machine avec réintégration à tout moment ;

– « socket test » : vérification des continuités, court-circuits, inversions... ;

– test des temps d'accès.

Generim
Tél. : (6) 907.78.78
Tx : 691 700

Imprimantes graphiques

Il s'agit de quatre imprimantes matricielles, multivitesse, graphiques couleurs, à vocation économique.

Le modèle **8050** fonctionne à des vitesses de 35 cps en qualité courrier, 110 cps en qualité « texte » et 200 cps en qualité courante. Le modèle **8070** a pour sa part des vitesses de 75 cps en qualité courrier, 200 cps en qualité texte et 400 cps en qualité courante.

Pour ces imprimantes, l'impression se fait sur une largeur de 13,2 pouces (33,5 cm) avec une densité de 10, 12, 13,3 et 17,1 caractères par pouce.

Les imprimantes **SPG 8050** et **8070** sont équipées d'interfaces série RS 232C et parallèle *Centronics*. En standard, elles disposent d'un système d'introduction manuelle feuille-à-feuille.

Dataproducts
Tél. : (6) 920.77.91
Tx : 690 929

Module convertisseur IEEE 488-Centronics

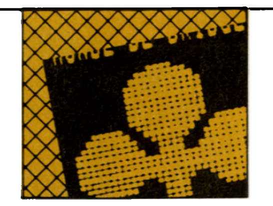
Ce module convertisseur **GPAD-C** de *Connecticut Microcomputer* permet de connecter un ordinateur au standard IEEE 488 et une imprimante à interface parallèle.

Compatible avec la plupart des ordinateurs et contrôleurs au standard IEEE-488, le module de conversion GPAD-C assure ainsi l'interfaçage avec toutes sortes d'imprimantes, aussi bien matricielles que graphiques, du type marguerite.

L'adresse GPIB est sélectée par un commutateur à huit positions, situé sous le boîtier du module, qui ne nécessite aucune programmation pour sa mise en œuvre.

Ne mesurant que 89 × 146 mm, le module de conversion GPAD-C est livré complet, avec câbles de connexion permettant une distance d'environ 2 m entre l'imprimante et l'unité GPIB, ainsi que son alimentation autonome par adaptateur secteur 220 V-50 Hz.

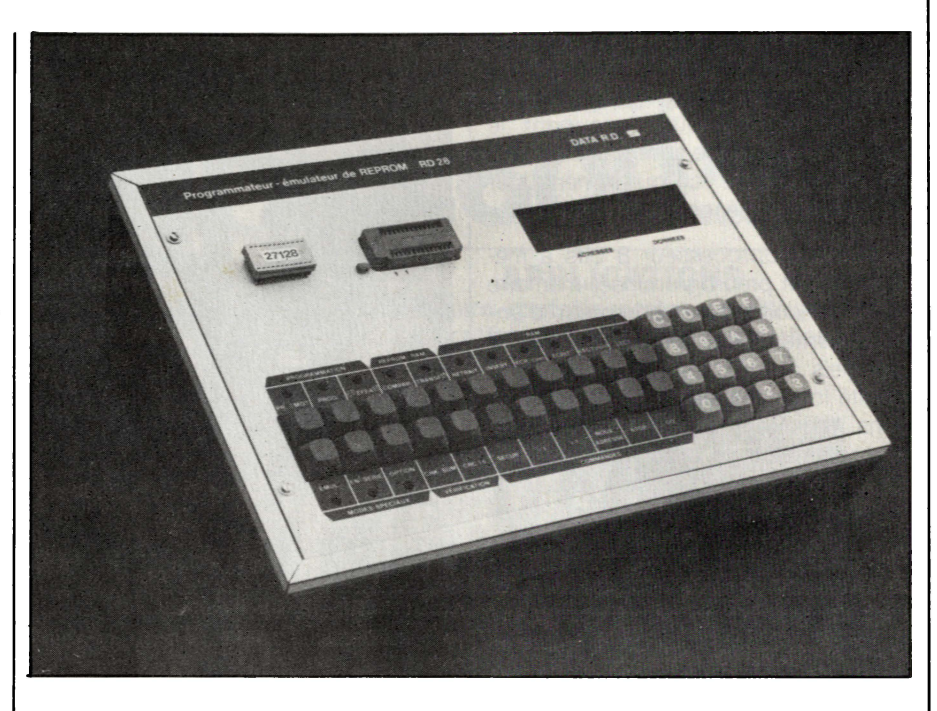
Gradco France
Tél. : (1) 294 99 69
Tx : 641 190



MICRO-INFORMATIQUE

développement-extension

Programmateur-simulateur ▶



Le RD28 est un programmateur-simulateur de REPROM du type 2716... 27128. D'un prix très compétitif, il est néanmoins pourvu de facilités qui se trouvent généralement dans les appareils « haut de gamme » : simulation de REPROM par RAM, RS 232C multiformats, sauvegarde de la RAM sur batterie, etc.

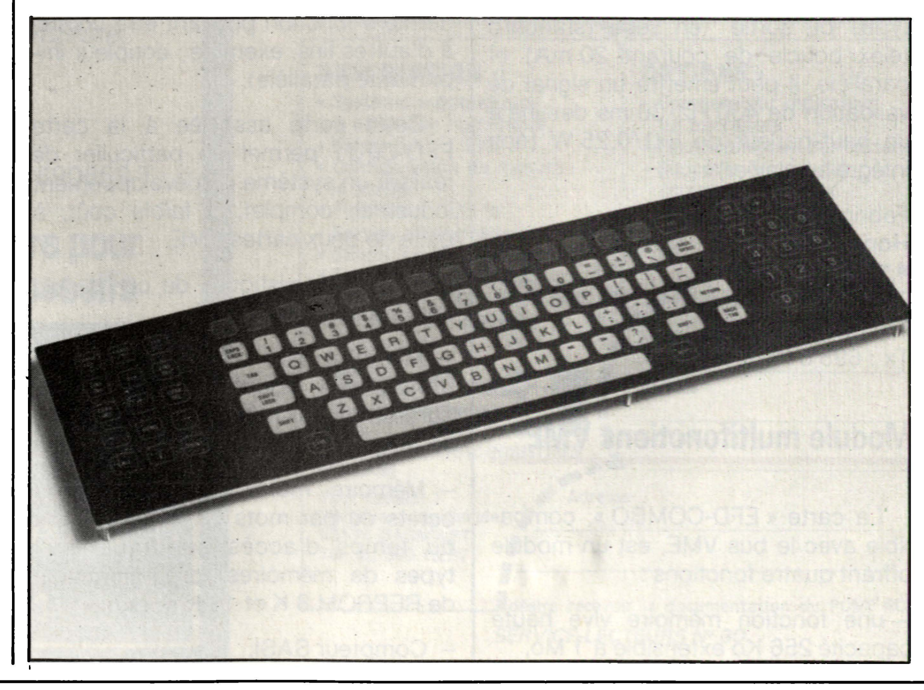
L'un des principaux critères de choix d'un programmateur de REPROM est son microprocesseur. A cet effet, le RD28 est extrêmement compétitif puisqu'il est conçu autour d'un microprocesseur à hautes performances, le 6809. Ce produit garantit l'avance technologique du RD28 et la puissance de son logiciel. En effet, grâce aux performances du 6809, de nombreuses innovations ont pu être envisagées : remplacement du « check sum » par une procédure autrement plus fiable : le CRC16, insertion, retrait et déplacement d'octets ou de zones RAM, multiples vérifications (10 fois) dans certaines commandes, etc.

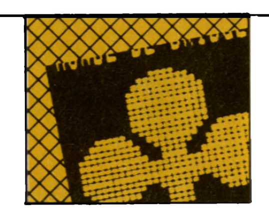
Le RD28 se présente donc comme un programmateur à la fois moderne, performant et de faible coût. Sa très grande maniabilité doit également être soulignée. Enfin, le RD28 est fabriqué en France, ce qui procure de nombreux avantages : documents et inscriptions en français et absence de frais d'importation.

Fabricant :
Data R.D.
Rue Gaspard-Monge
Z.I. de l'Armailler
26500 Bourg-lès-Valence
Tél. : (75) 42.27.25

Clavier à microprocesseur

Ce nouveau clavier à membranes étanches de 468 × 419 mm possède 103 touches ; celles assurant des fonctions spécifiques (en rangée centrale supérieure) ou standard (les cinq rangées de 3 aux deux extrémités) sont équipées d'un disque tactile à rupture brusque donnant une sensation franche de commutation. Ces touches ont un enfoncement mécanique de 0,41 mm.





L'ensemble des 103 touches possède un relief de contour pour le bon positionnement des doigts. Les touches alphanumériques occupant le centre du clavier ne sont pas équipées de disque tactile, ce qui ramène leur enfoncement mécanique à 0,25 mm.

Son microprocesseur 8 bits à mémoire ROM préprogrammée, mémoire RAM de données et compteur d'entrées/sorties, peut faire l'économie de matériels et logiciels en cas de complexité fonctionnelle. Pour les applications requérant un microprocesseur programmable, le brochage compatible permet l'échange du processeur masqué 8 bits par un microprocesseur EPROM.

Le codage ASCII 8 bits assure quatre modes de fonctionnement : non « shifté » (minuscules/légendes inférieures), « shifté » (majuscules/ légendes supérieures), contrôle, et majuscules (touches alphabétiques seulement).

Aux 14 touches de la rangée centrale supérieure peuvent être affectées des fonctions spécifiques à la machine ou au système auquel le clavier sera incorporé.

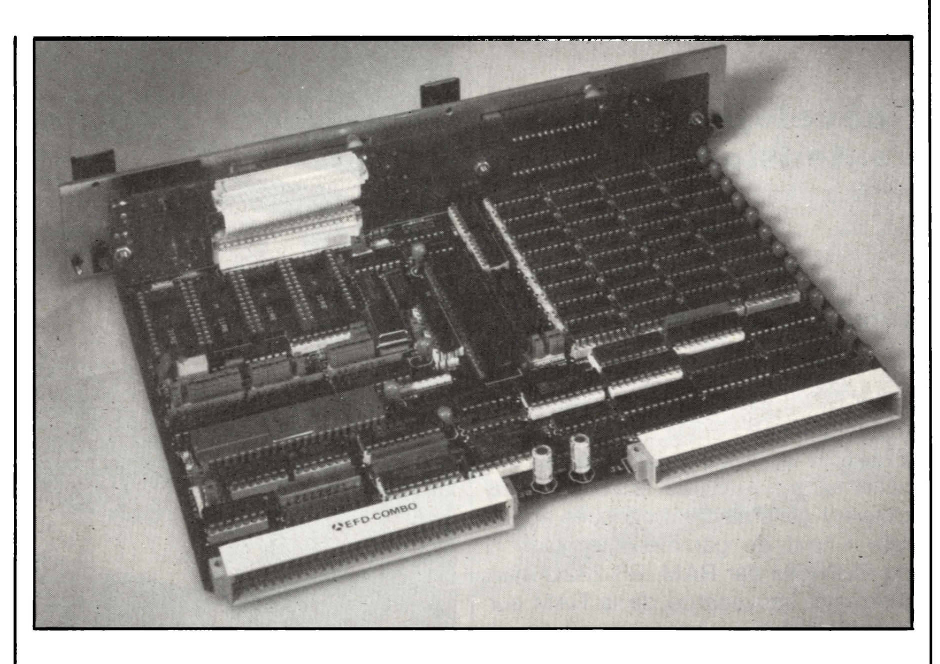
Le clavier TC 454 est alimenté en monotension 5 V, et il fournit deux types de sortie : en série (standard telex/boucle de courant 20 mA) et parallèle. Il peut émettre un signal de validation de 430 Hz/30 ms destiné à un haut-parleur de 8 Ω/0,25 W (non intégré au clavier).

Fabricant :
Honeywell
4, avenue Ampère
78390 Bois d'Arcy, B.P. 37
Tél. : (3) 043.81.31
Tx : 695 513

Module multifonctions VME

La carte « EFD-COMBO », compatible avec le bus VME, est un module offrant quatre fonctions :

– une fonction mémoire vive haute capacité 256 Ko extensible à 1 Mo,



▲

– une fonction mémoire morte dont la capacité peut être étendue à 128 Ko (4 supports JEDEC),

– une fonction programmation de REPROM (8 K et 16 K) directement sur deux des emplacements,

– une fonction coupleur pour bus SASI assurée par le EF 68230 (cette dernière fonction pouvant être utilisée à d'autres fins, exemple : coupleur imprimante parallèle).

Cette carte associée à la carte EFD-CPU1 permet en particulier de réaliser un système de développement industriel, complet, à faible coût, à base de deux cartes VME.

Les caractéristiques de ce module sont les suivantes :

– Mémoire vive : rafraîchissement transparent, détection de parasites, adressable par octets ou par mots de 16 bits, temps d'accès 450 ns.

– Mémoire morte : adressable par octets ou par mots de 16 bits, choix du temps d'accès adaptable aux types de mémoires, programmation de REPROM 8 K et 16 K possible.

– Compteur SASI.

– Autres fonctions : temporisateur, interrupteur programmable, LED de visualisation.

Fabricant :
Thomson Semiconducteurs
45, avenue de l'Europe
78140 Vélizy
Tél. : (3) 946.97.19
Tx : 204 780

APPEL AUX COMMUNICATIONS

Votre société commercialise-t-elle de nouveaux produits ?

Des changements importants viennent-ils d'intervenir dans la vie de votre firme, dans sa structure, dans son orientation ?

QUEL QU'EN SOIT LE MOTIF, FAITES-NOUS PART DE CES INFORMATIONS.

LES ÉQUIPEMENTS
de visu

Commande numérique de machines-outils

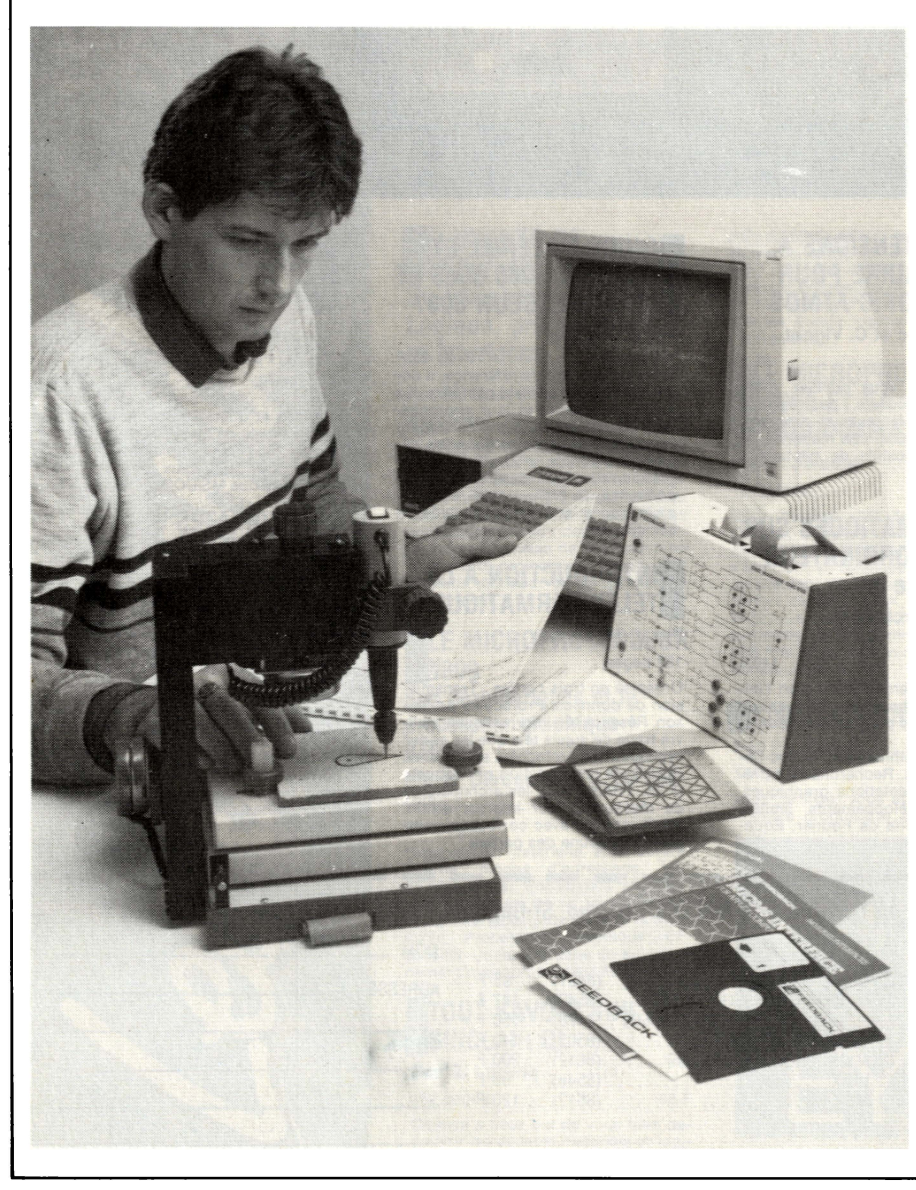
Destiné à l'enseignement, ce système de commande de machines-outils par ordinateur est fabriqué par **Feedback Instruments** sous la référence **CNC 932**.

Ce système met en œuvre une fraiseuse/perceuse de gabarit léger – donc de fonctionnement facile et sans danger – accompagnée d'une console électronique permettant au système d'être piloté soit par divers micro-ordinateurs (moyennant une carte interface), soit directement à partir de logiciel sur disquette élaboré par Feedback pour les micro-ordinateurs Apple II et BBC. Tout comme les machines industrielles, le CNC 932 travaille en langage ISO, dont 13 fonctions G et 4 fonctions M, et sait effectuer des interpolations linéaires et circulaires. Les mouvements des troix axes X, Y, Z sont assurés par des moteurs pas-à-pas. Le suivi précis du fonctionnement est possible, non seulement par l'affichage permanent sur l'écran de l'ordinateur des instructions en cours d'exécution, mais aussi par l'observation du synoptique imprimé sur le panneau frontal de la console, où des diodes LED permettent de connaître l'état d'excitation des différents bobinages.

La console délivre aussi des signaux relatifs aux diverses séquences de programmation, que l'on pourra exploiter aux fins d'analyse du fonctionnement.

Des manuels d'exercices sont fournis avec le système, qui permettront à l'étudiant d'introduire, éditer et exécuter des programmes donnés comme exemples, et de composer et mettre en œuvre les siens propres.

Mesureur
Tél. : 583.66.41





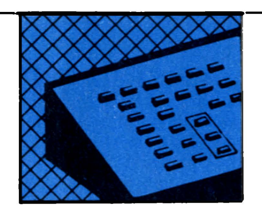
Essais de traction

La **T 20 000** est une machine d'essais de traction se posant à même le sol, d'une force maximale de 20 KN (2 tonnes) et d'un prix très compétitif.

Sa vitesse est réglable à toute valeur de 0,1 à 50 mm/min. Elle comporte un système à microprocesseur commandant l'affichage digital de la force et de l'allongement, le maintien de l'affichage de la force maximale et de l'allongement correspondant, détectant la rupture de l'échantillon, commandant le retour automatique de la traverse mobile à la position d'origine.

En option sont proposés : une imprimante permettant l'impression de la force maximale, de l'allongement correspondant et, sur une série pouvant comporter jusqu'à 100 échantillons, la valeur moyenne et l'écart type ; une table traçante XY/t au format A3 ; une gamme de capteurs de force interchangeables de valeurs maximales comprises entre 0,5 et 20KN, une interface et un logiciel pour coupler un micro-ordinateur, une gamme d'attaches, ainsi qu'une cage de compression permettant d'utiliser la machine pour une large variété de produits tels que métaux, plastiques, bois, adhésifs, papiers, textiles, composites, etc.

J.J. Instruments
Tél. : (3) 055.51.41



ÉQUIPEMENTS

production maintenance

Kit pour prototypes de circuits imprimés

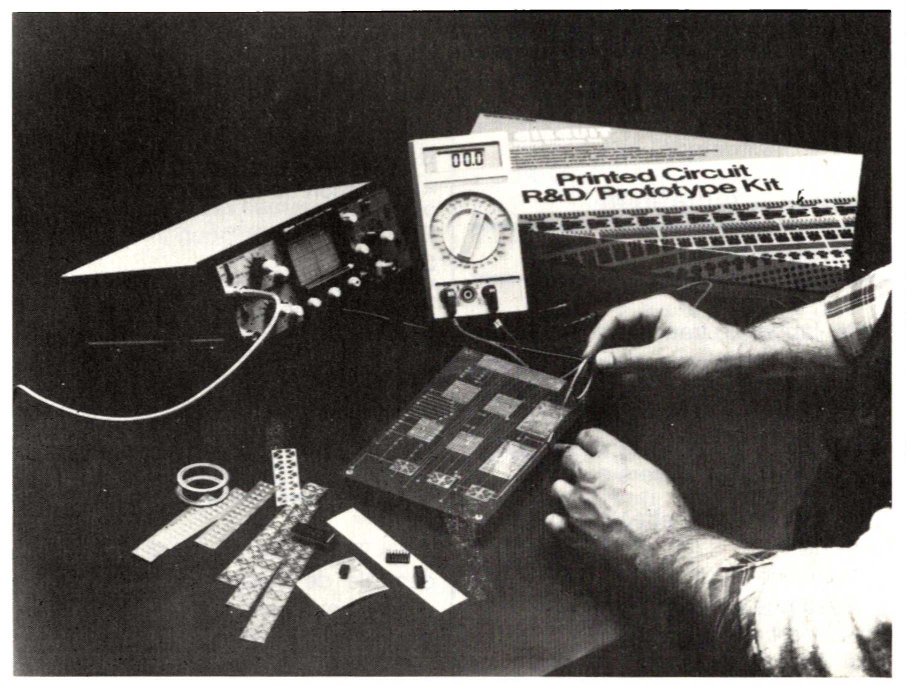


Visant les industries électroniques de haute technicité, le nouveau « Printed circuit R&D/Prototype Kit » constitue une façon rapide, facile et fiable de réaliser les prototypes, les réparations et les modifications de cartes de circuits imprimés. Surclassant les méthodes telles que le préassemblage ou la connexion enroulée, le nouveau kit « Printed Circuit R&D/ Prototype Kit » utilise des pastilles, des éléments préespacés de composants et des rubans en cuivre conducteur auto-adhésif, d'emploi extrêmement facile. Il suffit d'appliquer les circuits de base et les rubans de cuivre sur la carte, de souder les composants et les connexions, et la carte est opérationnelle.

Etudié strictement dans le contexte de la recherche ou de la création de prototypes, ce kit contient un assortiment complet de vignettes de raccordement, de vignettes conductrices, aux gabarits de boîtiers plats, DIP, de gabarits TO, de pastilles et de rubans en cuivre conducteur auto-adhésif. Pratiquement, tout ce dont on a besoin pour créer un prototype simple face, double face et multi-couches sans aucun travail de dessin, de pohtographie, de sérigraphie ou de gravure.

Outre la création de prototypes hybrides, le « Printed Circuit R&D/ Prototype Kit » constitue également un moyen de réparer ou de modifier les prototypes existants ou les cartes.

Fabricant :
Bishop Graphics
7, avenue Parmentier
75011 Paris
Tél. : (1) 372.92.52
Tx : 680 952



Système de vidéosurveillance

Cet appareil est un « commutateur séquentiel » pour vidéofréquence, référencé « **C.C.4.** » par son constructeur.

Le C.C.4 reçoit quatre signaux vidéo qui sont dirigés successivement sur un moniteur vers une sortie S1. Les images fournies défilent sur les entrées 1 à 4. La sortie S2 reçoit l'une des quatre entrées pour commander un autre moniteur. Le choix de l'entrée se fait alors par le commutateur manuel marqué de 1 à 4.

L'appareil assure deux fonctions :

- commutation séquentielle automatique,
- commutation manuelle.

La liaison vidéo se fait par connecteur coaxial UHF, terminaison 75 Ω.

Fabriqué en France, le C.C.4 se présente en châssis métallique noir de hauteur 57 mm pour une profondeur de 208 mm et une largeur de 225 mm.

Fabricant :
A.E.S.
23, rue du Cdt-Jean-Duhail
94120 Fontenay-sous-Bois
Tél. : (1) 877.28.88
Tx : 212077

APPEL AUX COMMUNICATIONS

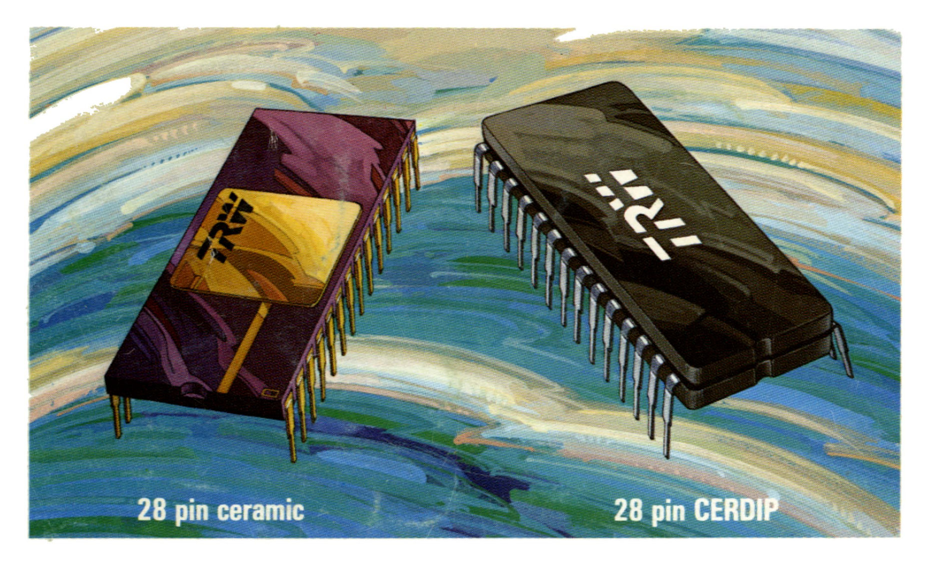
Votre société commercialise-t-elle de nouveaux produits ?

Des changements importants viennent-ils d'intervenir dans la vie de votre firme, dans sa structure, dans son orientation ?

QUEL QU'EN SOIT LE MOTIF, FAITES-NOUS PART DE CES INFORMATIONS.

Convertisseurs flash A/D : un nouveau produit standard !

▪ 8 bits ▪ 20 MHz ▪ 1.4 W ▪ DIP 28 broches



- Alimentation + 5 V et - 5,2 V.
- Linéarité meilleure que ± 1/2 LSB dans la gamme de température.
- Faible puissance dissipée : 1.4 W.
- Phase différentielle < 1°.
- Gain différentiel < 2 %.
- Boîtiers DIP 28 broches et CERDIP
- Solution économique.

La division LSI de TRW présente le TDC1048 : le nouveau convertisseur A/D 8 bits vidéo.

Le TDC1048 est la solution optimale pour la conversion digitale des signaux analogiques vidéo jusqu'à une fréquence de 7 MHz. Conversion garantie pour une fréquence d'échantillonnage jusqu'à 20 MHz. Faible consommation : 1.4 W. Ces performances élevées sont obtenues grâce à la technologie TRW 1 Micron bipolaire OMICRON-B™ et elles permettent toutes applications aux domaines vidéo, acquisition de données, radars, ultra-sonique, robotique, traitement de l'image...

Le TDC1048 est dès maintenant disponible.
- Étage échantillonneur/bloqueur inutile.
- Faible capacité d'entrée : < 100 pF.
- Compatible TTL.

Documentation sur demande :

TRW Composants Électroniques S.A.
212, avenue Paul Doumer
92500 Rueil-Malmaison
Tél. : (1) 751.08.06
Télex : 205 017



LSI Products Division
TRW Electronic Components Group

bigépub 746